

**ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE  
UNIVERSITÉ DU QUÉBEC**

**THÈSE PRÉSENTÉE À  
L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE**

**COMME EXIGENCE PARTIELLE  
À L'OBTENTION DU  
DOCTORAT EN GÉNIE  
Ph.D.**

**PAR  
NASSAR HANNA MENDALEK**

**QUALITÉ DE L'ONDE ÉLECTRIQUE  
ET MOYENS DE MITIGATION**

**MONTREAL, LE 14 JANVIER 2003**

**© droits réservés de Nassar Mendalek**

**CETTE THÈSE A ÉTÉ ÉVALUÉE**

**PAR UN JURY COMPOSÉ DE :**

**M. Kamal Al-Haddad, directeur de thèse  
Département de génie électrique à l'École de Technologie Supérieure**

**M. Venkatachari Rajagopalan, codirecteur  
Chaire de recherche du Canada en conversion de l'énergie et électronique de  
puissance de l'École de technologie supérieure**

**M. Louis-A. Dessaint, président du jury  
Département de génie électrique à l'École de Technologie Supérieure**

**M. Pierre-Jean Lagacé, professeur  
Département de génie électrique à l'École de Technologie Supérieure**

**M. Guy Olivier, professeur  
École Polytechnique de Montréal**

**ELLE A FAIT L'OBJET D'UNE SOUTENANCE DEVANT JURY ET PUBLIC**

**LE 16 DÉCEMBRE 2002**

**À L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE**

# **QUALITÉ DE L'ONDE ÉLECTRIQUE ET MOYENS DE MITIGATION**

Nassar Mendalek

## **Sommaire**

La question de la qualité de l'onde électrique a attiré l'attention en raison de l'usage grandissant des convertisseurs de puissance dans la conversion de l'énergie alternative pour l'alimentation des charges électriques. Ces convertisseurs possèdent une bonne performance en matière de réponse dynamique et de volume massique, au détriment d'un important problème de dégradation de la qualité de l'onde à cause de la pollution harmonique engendrée. Cette pollution entraîne un faible facteur de puissance, une réduction du rendement des systèmes de puissance, une distorsion dans les tensions et une élévation des pertes dans les lignes de transport et de distribution. Des moyens de mitigation traditionnels consistent à utiliser des filtres passifs pour atténuer les courants harmoniques dans la ligne et pour améliorer le facteur de puissance. Cependant, ces filtres ont des inconvénients majeurs dont la provocation des résonances série et parallèle et les caractéristiques constantes de compensation.

D'autre part, des règlements standards pour la restriction des harmoniques sont déjà en vigueur dans plusieurs pays. De plus, la dérégulation de l'énergie électrique semble une question de temps. La nécessité de trouver des moyens de mitigation efficaces pour remplacer les filtres passifs, devient alors primordiale. Dans ce contexte, différentes topologies et stratégies de commande de filtres actifs ont été proposées dans la littérature durant les deux dernières décennies.

Dans cette thèse, nous retraçons dans un premier temps les différents problèmes affectant la qualité de l'onde électrique et nous décrivons les moyens de mitigation usuels. Nous abordons ensuite les éléments essentiels à savoir pour l'étude d'un filtre actif incluant la modélisation, la commande, la détermination des consignes et la modulation des signaux d'entrée. Un filtre actif shunt monté seul est considéré. Pour la commande de ce filtre nous élaborons des techniques de commande avancées notamment les commandes non-linéaire, par le mode de glissement et prédictive. Les stratégies utilisées sont différentes de ce qui est déjà appliqué aux filtres actifs pour tenter de combler les faiblesses existantes. Le filtrage hybride associant des filtres passifs avec un filtre actif est ensuite traité. Un nouvel algorithme basé sur la méthode des moindres carrés moyens est développé pour la régulation de la tension alternative au point de raccordement d'un filtre hybride. Des simulations intensives tenant compte de situations critiques sont menées afin de valider les théories élaborées. Les résultats des simulations sont concluants et confirment la bonne performance des commandes proposées.

# **POWER QUALITY: PROBLEMS AND SOLUTIONS**

**Nassar Mendalek**

## **Abstract**

The proliferation of non-linear loads such as diode, thyristor and transistor converters and cycloconverters, contributes to the degradation of the power quality through the generation of harmonic and reactive currents. Harmonic currents result in the distortion of the supply voltage waveform due to the finite supply impedance. The user achieves energy efficiency at the expense of increased line losses and power equipment derating. The traditional solution of shunt-connected passive filters is undesirable due to various shortcomings including the series or parallel resonance conditions at harmonic frequencies and the fixed reactive power generated at fundamental frequency.

Although harmonic recommended practices such as IEEE-519 are being strongly suggested by the utilities, they are not enforceable. On the other hand, after utility deregulation there will be quality issues at each physical location where ownership is transferred. Thus, the need of active power filters to replace passive ones becomes irrefutable.

In this thesis, first of all, we review the different power quality issues and the available solutions. Then we present the essential elements constituting an active power filter including modeling, control strategies, harmonic reference computation techniques and pulse width modulation methods. Then a pure shunt active filter is considered. Advanced control strategies are developed to control this filter notably sliding mode, exact non-linear, and optimal predictive control techniques. The novelty of the proposed sliding mode approach is that the switching functions are constructed such that the multivariable active filter model is controlled as a whole with no need to divide it into inner and outer separate loops. In this way, the global stability is achieved. Hybrid power filter topologies combining passive and active filters are then studied. An adaptive controller is developed to the terminal voltage regulation of a hybrid shunt filter. This controller is based on the Least-Mean-Square (LMS) algorithm to estimate the voltage regulation gain to allow for the converter to generate a controllable amount of reactive power independently of system parameters and to be moved from one site to another as the need arises. Simulation results in steady state and dynamic operations and under severe load current and supply voltage disturbances, confirm the expected performance of the new controllers.

## **AVANT-PROPOS**

**Le travail présenté dans cette thèse a été réalisé au sein du Groupe de Recherche en Électronique de Puissance et Commande Industrielle du département de génie électrique à l'École de Technologie Supérieure, sous la direction de monsieur Kamal Al-Haddad, professeur à l'ÉTS, que je remercie pour son encadrement.**

**Je tiens également à remercier :**

**Monsieur Louis Dessaint, professeur à l'École de Technologie Supérieure, pour avoir accepté de présider le jury de thèse.**

**Monsieur Venkatachari Rajagopalan, professeur, pour avoir co-dirigé les travaux de recherche et pour sa participation au jury.**

**Monsieur Pierre-Jean Lagacé, professeur à l'ÉTS, pour avoir accepté d'examiner ce travail et pour être membre du jury.**

**Monsieur Guy Olivier, professeur à l'École Polytechnique de Montréal, pour avoir accepté de juger ce travail comme membre externe du jury.**

**Monsieur Farhat Fnaeich, professeur à l'ESSTT à Tunis, pour l'intérêt qu'il a manifesté pour mes travaux de recherche.**

**Monsieur Silvano Casoria, chercheur à l'Institut de Recherche d'Hydro-Québec, pour son implication dans une partie des travaux effectués.**

**Les membres du département de génie électrique à l'ÉTS pour leur apport à la création d'un milieu stimulant pour l'enseignement et la recherche.**

**Enfin, j'aimerais dédier cet ouvrage aux personnes qui m'ont régulièrement aidé et encouragé: mon père, ma mère, mon épouse et ma fille.**

## **TABLE DES MATIÈRES**

	<b>Page</b>
<b>SOMMAIRE.....</b>	<b>i</b>
<b>ABSTRACT.....</b>	<b>ii</b>
<b>AVANT-PROPOS.....</b>	<b>iii</b>
<b>TABLE DES MATIÈRES.....</b>	<b>v</b>
<b>LISTE DES TABLEAUX.....</b>	<b>ix</b>
<b>LISTE DES FIGURES.....</b>	<b>x</b>
<b>LISTE DES ABRÉVIATIONS ET SIGLES.....</b>	<b>xvi</b>
<b>INTRODUCTION.....</b>	<b>1</b>
<b>REVUE DE LA LITTÉRATURE.....</b>	<b>5</b>
<b>CHAPITRE 1 : L'ONDE ÉLECTRIQUE: PERTURBATIONS ET SOLUTIONS</b>	<b>9</b>
1.1 Introduction.....	9
1.2 Identification des problèmes affectant la qualité de l'onde.....	10
1.2.1 Déséquilibre des tensions.....	11
1.2.2 Creux de tension de courte durée.....	11
1.2.3 Coupures de courte durée.....	12
1.2.4 Surtensions de courte durée.....	12
1.2.5 Fluctuations de la tension du réseau.....	13
1.2.6 Perturbations transitoires.....	15
1.2.7 Distorsion harmonique.....	16
1.2.7.1 Charges type source de courants harmoniques.....	18
1.2.7.2 Charges type source de tensions harmoniques.....	20
1.2.7.3 Effets des harmoniques.....	22
1.3 Les normes de référence.....	23
1.4 Moyens de compensation des harmoniques.....	27
1.4.1 Solutions incorporées dans la charge .....	28
1.4.2 Solutions externes.....	32
1.4.2.1 Filtrage passif.....	33
1.4.2.2 Filtrage actif.....	37

1.4.2.3	Filtrage hybride.....	39
1.4.2.4	Conditionneur unifié de la qualité de l'onde.....	40
1.5	Compensation des creux et des interruptions.....	41
1.6	Conclusion.....	45
<b>CHAPITRE 2 : ÉLÉMENTS DU FILTRAGE ACTIF.....</b>		<b>46</b>
2.1	Introduction.....	46
2.2	Puissances en triphasé.....	47
2.2.1	Théorie des puissances instantanées $p_q$ .....	48
2.2.2	Théorie modifiée des puissances instantanées $p_q$ .....	49
2.2.3	Puissances moyennes et facteur de puissance.....	51
2.3	Modélisation.....	54
2.3.1	Transformation graphique D-Q.....	54
2.3.2	Transformation vectorielle des circuits.....	58
2.3.2.1	Transformation à un plan stationnaire.....	58
2.3.2.2	Transformation à un plan tournant.....	62
2.4	Extraction des courants de référence.....	64
2.4.1	Décomposition en série de Fourier.....	65
2.4.2	Théorie des puissances instantanées.....	66
2.4.3	Théorie modifiée des puissances instantanées.....	67
2.4.4	Méthode du plan tournant synchrone.....	68
2.4.5	Méthode des courants instantanés actif et réactif $i_d$ - $i_q$ .....	70
2.4.6	Méthodes de la détection synchrone.....	71
2.5	Configurations des filtres actifs.....	72
2.6	Méthodes de modulation.....	77
2.7	Conception des éléments réactifs.....	83
2.7.1	Conception de l'inductance $L_c$ .....	83
2.7.2	Conception du condensateur C.....	83
2.8	Stratégies de commande.....	84
2.8.1	Commande linéaire.....	85
2.8.2	Commande des courants par le mode de glissement.....	88
2.9	Conclusion.....	93
<b>CHAPITRE 3 : COMMANDE NON-LINÉAIRE DU FILTRE ACTIF SHUNT...</b>		<b>95</b>
3.1	Introduction.....	95
3.2	Modélisation du filtre actif shunt.....	96
3.2.1	Modélisation dans le plan 'abc'.....	97
3.2.2	Conversion abc/dq du modèle.....	101
3.3	Commande non-linéaire en boucles indépendantes.....	103
3.3.1	Boucles des courants.....	105



3.3.2	Boucle de régulation de la tension continue.....	107
3.3.3	Extraction des références harmoniques.....	110
3.3.4	Modulation vectorielle.....	111
3.3.5	Résultats de la simulation.....	112
3.3.5.1	Compensation des harmoniques de rangs inférieurs.....	112
3.3.5.2	Performance de l'asservissement des courants.....	113
3.3.5.3	Réponse en régime dynamique du filtre actif.....	114
3.3.5.4	Comportement du filtre actif dans des conditions imparfaites.....	116
3.4	Commande non-linéaire exacte.....	120
3.4.1	Rappel sur la commande non-linéaire exacte.....	120
3.4.1.1	Systèmes à une entrée et une sortie.....	120
3.4.1.2	Systèmes à entrées multiples et sorties multiples.....	122
3.4.2	Application de la commande non-linéaire exacte au filtre actif....	124
3.4.2.1	Approche globale.....	124
3.4.2.2	Approche locale.....	127
3.4.2.2.1	Boucle interne.....	127
3.4.2.2.2	Boucle externe.....	129
3.4.2.2.3	Résultats de la simulation.....	130
3.5	Conclusion.....	132

#### CHAPITRE 4 : COMMANDES PAR MODE DE GLISSEMENT ET PRÉDICTIVE DU FILTRE ACTIF SHUNT..... 134

4.1	Introduction.....	134
4.2	Commande par le mode de glissement.....	135
4.2.1	Théorie des systèmes à une entrée et une sortie.....	135
4.2.1.1	Commande équivalente.....	136
4.2.1.2	Commande discontinue.....	136
4.2.2	Théorie des systèmes à entrées multiples et sorties multiples.....	139
4.2.2.1	Commande équivalente.....	141
4.2.2.2	Stabilité.....	142
4.2.3	Application de la commande au filtre actif shunt.....	143
4.2.3.1	Description du système.....	143
4.2.3.2	Stratégie de commande.....	145
4.2.3.2.1	Existence de la commande équivalente.....	147
4.2.3.2.2	Stabilité du mode de glissement.....	149
4.2.3.3	Résultats de la simulation.....	151
4.2.3.3.1	Compensation des courants harmoniques et réactifs.....	151
4.2.3.3.2	Réponse en régime dynamique.....	152
4.2.3.3.3	Compensation d'une charge déséquilibrée.....	152
4.3	Commande non-linéaire prédictive optimale.....	156
4.3.1	Révision de la théorie.....	156
4.3.1.1	Commande non-linéaire prédictive généralisée.....	156

4.3.1.2	Prédiction de la sortie.....	157
4.3.1.3	Commande optimale.....	159
4.3.2	Application de la commande au filtre actif shunt.....	164
4.3.2.1	Commande non-linéaire prédictive.....	164
4.3.2.2	Prédiction de la sortie.....	164
4.3.2.3	Commande non-linéaire optimale.....	166
4.3.2.4	Analyse de la stabilité en boucle fermée.....	166
4.3.2.5	Résultats de la simulation.....	167
4.3.2.5.1	Compensation des harmoniques.....	168
4.3.2.5.2	Réponse dynamique.....	168
4.3.2.5.3	Compensation sous des conditions imparfaites de la source.....	169
4.3.2.5.4	Compensation pour une charge non-linéaire déséquilibrée.....	169
4.4	Comparaison des différentes stratégies de commande.....	175
4.5	Conclusion.....	176
CHAPITRE 5 : FILTRES HYBRIDES.....		177
5.1	Introduction.....	177
5.2	Filtre hybride shunt.....	178
5.2.1	Principe de la compensation harmonique.....	180
5.2.2	Principe de la régulation de tension.....	184
5.2.3	Détermination de $\beta$ par le calcul direct de la dérivée.....	186
5.2.4	Détermination de $\beta$ par l'algorithme LMS.....	187
5.2.4.1	Rappel de la théorie de l'algorithme LMS.....	188
5.2.4.2	Convergence de l'algorithme LMS.....	190
5.2.4.3	Application de l'algorithme LMS au filtre hybride.....	191
5.2.5	Commande et capacité du filtre hybride .....	193
5.2.6	Simulation du filtre hybride shunt.....	194
5.3	Variante du filtre hybride shunt.....	197
5.4	Filtre actif série.....	200
5.4.1	Détermination des courants harmoniques.....	204
5.4.2	Détermination des tensions harmoniques.....	205
5.4.3	Régulation de la tension côté continu du filtre actif.....	206
5.4.4	Commande du filtre actif.....	207
5.5	Filtre hybride série.....	208
5.6	Conclusion.....	210
CONCLUSION.....		212
RECOMMANDATIONS.....		214
BIBLIOGRAPHIE.....		215

## LISTE DES TABLEAUX

	Page
Tableau I	Limites des tensions harmoniques selon IEEE-519.....24
Tableau II	Limites des courants harmoniques selon IEEE-519 pour les systèmes de distribution, 120 V – 69 kV.....25
Tableau III	Limites des harmoniques selon IEC 61000-3-2 classe D.....26
Tableau IV	Limites pour une charge triphasée selon IEC 61000-3-4.....27
Tableau V	Valeur de $d_{nk}$ selon la séquence n et la phase k.....99
Tableau VI	Paramètres du système pour la commande non-linéaire.....112
Tableau VII	Taux harmonique dans les courants de la source.....113
Tableau VIII	Paramètres du système de la commande par mode de glissement.....151
Tableau IX	Comparaison entre les stratégies de commande appliquées au filtre actif shunt.....175
Tableau X	Paramètres du système avec le filtre hybride.....194

## LISTE DES FIGURES

	Page
Figure 1.1 Creux de tension de 40% durant quatre cycles.....	14
Figure 1.2 Surtension momentanée de 25% durant trois cycles.....	14
Figure 1.3 Exemple de la fluctuation de la tension à 8 Hz.....	14
Figure 1.4 Schéma unifilaire représentant un condensateur à commuter.....	15
Figure 1.5 Perturbation transitoire typique à la commutation d'un condensateur...	15
Figure 1.6 Décomposition en série de Fourier d'une onde déformée.....	17
Figure 1.7 Source de courants harmoniques typique.....	19
Figure 1.8 Source de tensions harmoniques typique.....	20
Figure 1.9 Charge non-linéaire monophasée source de tensions harmoniques.....	21
Figure 1.10 Interface passive par l'ajout d'une inductance $L_d$ côté continu.....	28
Figure 1.11 Interface active par l'ajout d'un seul interrupteur à découpage.....	29
Figure 1.12 Interface active par l'ajout de deux interrupteurs à découpage et la circulation de la 3 <sup>e</sup> harmonique.....	30
Figure 1.13 Redresseur triphasé à trois interrupteurs (TPCR3).....	31
Figure 1.14 Redresseur VIENNA.....	31
Figure 1.15 Redresseur triphasé à six interrupteurs pour la compensation des harmoniques.....	32
Figure 1.16 Filtres passifs shunts raccordés à l'entrée d'une charge non linéaire source de courants harmoniques.....	34
Figure 1.17 Filtres passifs séries installés à l'entrée d'une charge non linéaire source de tensions harmoniques.....	36
Figure 1.18 Filtre actif shunt pour compenser une charge non linéaire source de courants harmoniques.....	38
Figure 1.19 Filtre actif série pour compenser une charge non linéaire source de tensions harmoniques.....	38

Figure 1.20	Conditionneur unifié de la qualité de l'énergie.....	41
Figure 1.21	Sources de secours.....	43
Figure 1.22	Circuit équivalent durant la compensation d'un creux .....	44
Figure 2.1	Système triphasé à quatre fils.....	47
Figure 2.2	Transformation d'axes de 'abc' à ' $\alpha\beta$ ' sans fil neutre.....	48
Figure 2.3	La liaison entre les composantes de S.....	53
Figure 2.4	Circuit triphasé avec interrupteurs.....	55
Figure 2.5	Circuit triphasé avec transformateurs.....	56
Figure 2.6	Transformation D-Q graphique des sous-circuits.....	57
Figure 2.7	Circuit global résultant dans le plan D-Q.....	58
Figure 2.8	Vecteur tournant représentant trois composantes sinusoïdales.....	59
Figure 2.9	Transformation vectorielle des sous-circuits à un plan stationnaire.....	61
Figure 2.10	Circuit global après la transformation vectorielle au plan stationnaire..	62
Figure 2.11	Transformation vectorielle des inductances au plan tournant.....	63
Figure 2.12	Circuit global après la transformation vectorielle au plan tournant.....	63
Figure 2.13	Schéma synoptique de la commande des filtres actifs.....	64
Figure 2.14	Vecteurs des tensions et courants dans les plans ' $\alpha\beta$ ' et 'dq'.....	70
Figure 2.15	Filtre actif shunt.....	76
Figure 2.16	Filtre actif série.....	76
Figure 2.17	Association en parallèle d'un filtre passif shunt avec un FA shunt.....	76
Figure 2.18	Association en série d'un filtre passif série avec un FA série.....	76
Figure 2.19	Association d'un filtre passif shunt avec un FA série.....	76
Figure 2.20	Association d'un filtre passif série avec un FA shunt.....	76
Figure 2.21	Association en série d'un filtre passif shunt avec un FA série.....	76
Figure 2.22	Association en parallèle d'un filtre passif série avec un FA série.....	76
Figure 2.23	Connexion de l'inductance du filtre passif en parallèle avec un FA.....	76
Figure 2.24	Connexion du condensateur du filtre passif série en série avec un FA..	76
Figure 2.25	Association en série d'un condensateur shunt à un FA.....	77
Figure 2.26	Association en parallèle d'une inductance série à un FA.....	77

Figure 2.27	Association d'un filtre passif shunt avec deux FA séries.....	77
Figure 2.28	Association d'un filtre passif série avec deux FA série et shunt.....	77
Figure 2.29	Conditionneur unifié pour charges sources de courants harmoniques...	77
Figure 2.30	Conditionneur unifié pour charges sources de tensions harmoniques...	77
Figure 2.31	Schéma équivalent de la commande avec modulation triangulaire.....	78
Figure 2.32	Modulation par bande d'hystérésis.....	79
Figure 2.33	Modulation par comparaison échantillonnée de l'erreur.....	79
Figure 2.34	Convertisseur triphasé avec représentation vectorielle.....	80
Figure 2.35	Comparaison hystérésis à trois niveaux dans le plan ' $\alpha\beta$ '.....	81
Figure 2.36	Exemple d'une table de sélection des commutations.....	81
Figure 2.37	Modulation SVM.....	82
Figure 2.38	Schéma synoptique de l'emplacement du modulateur SVM.....	82
Figure 2.39	Schéma équivalent par phase de la circulation des courants.....	85
Figure 2.40	Schéma équivalent par phase pour la commande des courants.....	85
Figure 2.41	Schéma bloc du système en boucle ouverte.....	86
Figure 2.42	Schéma bloc du système en boucle fermée.....	86
Figure 2.43	Circuit équivalent modélisant les pertes du filtre actif.....	87
Figure 2.44	Schéma bloc de la boucle de régulation de la tension continue.....	88
Figure 2.45	Circuit de commande par le mode de glissement du filtre actif shunt.....	90
Figure 2.46	Schéma bloc de la boucle de tension.....	92
Figure 3.1	Système triphasé comportant le filtre actif shunt.....	97
Figure 3.2	Schéma équivalent par phase du système.....	99
Figure 3.3	Schéma bloc du système global avec la commande.....	104
Figure 3.4	Schémas bloc. (a) De la boucle interne du courant $i_q$ .(b) De la boucle externe de la tension en considérant la boucle interne idéale.....	105
Figure 3.5	Modulation vectorielle.....	111
Figure 3.6	Formes d'ondes montrant la performance du suivi des boucles internes du filtre actif.....	113

Figure 3.7	Formes d'ondes montrant le découplage des boucles internes.....	114
Figure 3.8	Les courants de la phase 'a' dans la charge, la source et le filtre actif montrant la réponse dynamique.....	115
Figure 3.9	Les courants de compensation sur l'axe 'd' et sur l'axe 'q' et la tension continue montrant la réponse dynamique.....	115
Figure 3.10	Les tensions simples de la source montrant le creux de tension dans la phase 'a' durant six périodes.....	116
Figure 3.11	Courants de la charge non-linéaire durant l'essai avec un creux de tension dans la phase 'a'.....	117
Figure 3.12	Courants de la source durant l'essai avec un creux de tension dans la phase 'a'.....	117
Figure 3.13	Courants des trois phases de la charge déséquilibrée constituée de deux redresseurs triphasé et monophasé en parallèle.....	118
Figure 3.14	Courants de la source pour une charge déséquilibrée.....	119
Figure 3.15	Spectres harmoniques des courants de la charge déséquilibrée et de la source.....	119
Figure 3.16	Commande non-linéaire exacte avec l'introduction d'une entrée auxiliaire.....	126
Figure 3.17	Schéma bloc de la commande non-linéaire exacte avec 2 boucles.....	129
Figure 3.18	Schéma bloc global du circuit de puissance et de la commande non-linéaire exacte avec deux boucles.....	130
Figure 3.19	Formes d'ondes de la phase 'a' résultantes de l'essai en régime dynamique.....	131
Figure 3.20	Résultats de simulation montrant la capacité de fonctionnalité multiple du filtre actif.....	131
Figure 4.1	Plan de phase du système de l'exemple 1, avec $k=1$ et les deux cas des conditions initiales (0.7, 0.7) et (-0.7, -0.7).....	139
Figure 4.2	Schéma bloc global du circuit de puissance et de la commande par le mode de glissement.....	144

Figure 4.3	Courants et tensions simples à l'entrée de la charge non-linéaire.....	153
Figure 4.4	Courants de la source et tensions simples de la charge non-linéaire.....	153
Figure 4.5	Formes d'ondes montrant la réponse dynamique à une variation échelon de la charge non-linéaire.....	154
Figure 4.6	Courants de la charge déséquilibrée.....	154
Figure 4.7	Courants de la source avec compensation de la charge déséquilibrée...	155
Figure 4.8	Spectres harmoniques des courants de la charge déséquilibrée et des courants de la source après compensation.....	155
Figure 4.9	Schéma bloc synoptique de la commande prédictive.....	167
Figure 4.10	Schéma bloc global du système avec la commande prédictive.....	168
Figure 4.11	Performance de suivi des courants en régime permanent.....	170
Figure 4.12	Courants de la phase 'a' montrant la réponse en régime dynamique.....	170
Figure 4.13	Les courants dans le plan 'dq' et la tension continue du filtre actif en régime dynamique.....	171
Figure 4.14	Tensions simples de la source montrant le creux dans la phase 'a'.....	171
Figure 4.15	Courants dans la charge montrant l'effet du creux de la tension dans la phase 'a'.....	172
Figure 4.16	Courants dans la source durant le creux dans la phase 'a'.....	172
Figure 4.17	Spectres harmoniques des courants de la phase 'a'.....	173
Figure 4.18	Courants de la charge déséquilibrée.....	173
Figure 4.19	Courants dans la source avec une charge déséquilibrée.....	174
Figure 4.20	Spectres harmoniques des courants de la source et de la charge pour une charge déséquilibrée.....	174
Figure 5.1	Filtre hybride shunt formé d'un filtre passif shunt en série avec un filtre actif.....	179
Figure 5.2	Circuit équivalent par phase pour la compensation harmonique.....	180
Figure 5.3	Facteur d'atténuation des harmoniques en fonction de l'ordre harmonique pour différentes valeurs du gain K.....	182
Figure 5.4	Distorsion harmonique totale des courants de la source en fonction	



	du gain $K$ pour différentes valeurs de l'inductance de la ligne.....	182
Figure 5.5	Schéma bloc montrant la réalisation de la méthode des puissances instantanées pour l'extraction de la référence harmonique.....	184
Figure 5.6	Circuit équivalent du système à la fréquence fondamentale pour la régulation de la tension.....	185
Figure 5.7	Schéma synoptique d'un estimateur standard à moindres carrés.....	188
Figure 5.8	Diagramme de la circulation du signal selon l'algorithme LMS.....	190
Figure 5.9	Schéma bloc montrant l'implantation de l'algorithme LMS pour la régulation de la tension alternative de la phase 'a'.....	193
Figure 5.10	Courant d'une phase de la source pour différents cas.....	195
Figure 5.11	Spectres harmoniques du courant dans la source pour différents cas....	195
Figure 5.12	Performance du régulateur adaptatif.....	196
Figure 5.13	Variante du filtre hybride shunt où le filtre actif est en parallèle avec les inductances des filtres passifs.....	198
Figure 5.14	Diagramme équivalent de la variante du filtre hybride shunt.....	198
Figure 5.15	Schéma équivalent à la fréquence des harmoniques de la variante du filtre hybride shunt.....	199
Figure 5.16	Configuration d'un filtre actif triphasé en série avec la ligne.....	201
Figure 5.17	Circuit équivalent avec la détection des courants de source.....	202
Figure 5.18	Circuit équivalent avec la détection des tensions de la charge.....	202
Figure 5.19	Circuit équivalent de la combinaison des 2 méthodes de détection.....	203
Figure 5.20	Génération du signal de commande des interrupteurs de la phase 'a'....	207
Figure 5.21	Filtre hybride série associant un filtre actif série en parallèle avec un filtre passif série.....	208
Figure 5.22	Schéma équivalent par phase du système.....	209
Figure 5.23	Schéma équivalent par phase pour la circulation des harmoniques.....	209

## **LISTE DES ABRÉVIATIONS ET DES SIGLES**

<b>FPB</b>	<b>Filtre Passe Bas</b>
<b>LMS</b>	<b>Moindres Carrés Moyens</b>
<b>MLI</b>	<b>Modulation par Largeur d'Impulsion</b>
<b>MIMO</b>	<b>Entrées Multiples Sorties Multiples</b>
<b>PLL</b>	<b>Boucle de Verrouillage de Phase</b>
<b>S</b>	<b>Interrupteur</b>
<b>SISO</b>	<b>Une Entrée Une Sortie</b>
<b>SVM</b>	<b>Modulation Vectorielle</b>
<b>THD</b>	<b>Taux Total de la Distorsion Harmonique</b>
<b>1,2,3</b>	<b>Axes du plan 'abc'</b>
<b>a,b,c</b>	<b>Axes du plan 'abc'</b>
<b><math>\alpha,\beta</math></b>	<b>Axes du plan stationnaire '<math>\alpha\beta</math>'</b>
<b>d,q</b>	<b>Axe direct, axe en quadrature du plan tournant synchrone 'dq'</b>
<b><math>C_{\text{plan-x}}^{\text{plan-y}}</math></b>	<b>Matrice de transformation des coordonnées du plan-x au plan-y</b>
<b><math>\beta</math></b>	<b>Gain de régulation</b>
<b><math>\eta</math></b>	<b>Taux d'apprentissage</b>
<b><math>\omega</math></b>	<b>Pulsation électrique fondamentale, rad/sec</b>
<b><math>\tau_n</math></b>	<b>Taux individuel de l'harmonique d'ordre n</b>
<b><math>\sigma</math></b>	<b>Fonction de commutation</b>
<b><math>c_k</math></b>	<b>Fonction de modulation du bras k du convertisseur</b>
<b><math>d_{nk}</math></b>	<b>Fonction séquentielle de l'axe k</b>
<b>f</b>	<b>Fréquence fondamentale, Hz</b>
<b><math>f_t</math></b>	<b>Fréquence du signal triangulaire, Hz</b>
<b><math>F_{cr}</math></b>	<b>Facteur crête</b>
<b><math>F_p</math></b>	<b>Facteur de puissance</b>
<b><math>F_d</math></b>	<b>Facteur de déplacement</b>

$i$	Courant instantané, A
$I$	Valeur efficace de $i$ , A
$\hat{I}$	Valeur crête de $i$ , A
$\bar{I}$	Phaseur de $i$ de module $I$
$i_{dc}$	Courant côté continu d'un filtre actif type source de courant, A
$K$	Gain
$P$	Puissance active moyenne, W
$p$	Puissance active instantanée, W
$P_{alt}$	Puissance active fluctuante, W
$Q$	Puissance réactive moyenne, VAR
$q$	Puissance réactive instantanée, VAR
$q_{alt}$	Puissance réactive fluctuante
$S$	Puissance apparente, VA
$S$	Surface de commutation
$s$	Opérateur complexe de la transformation de Laplace ( $j\omega$ )
$t$	Temps, sec
$v$	Tension instantanée, V
$v_{dc}$	Tension côté continu d'un filtre actif type source de tension, V
$[x]$	Système triphasé
$x^*$	Valeur de consigne de la variable $x$
$\tilde{x}$	Erreur sur la variable $x$ ( $x^* - x$ )
$\bar{x}$	Vecteur dans un plan stationnaire
$\bar{x}^c$	Vecteur dans un plan tournant
$X$	Réactance, $\Omega$
$Z$	Impédance complexe
$ Z $	Module d'une impédance, $\Omega$
$z^{-1}$	Retard d'une itération

**INDICES**

<b><math>\gamma</math></b>	Concernant un filtre hybride
<b>a ou 1</b>	Phase 'a' dans le plan 'abc'
<b>b ou 2</b>	Phase 'b' dans le plan 'abc'
<b>c ou 3</b>	Phase 'c' dans le plan 'abc'
<b>C</b>	Compensateur ou filtre actif
<b>f</b>	Composante fondamentale
<b>F</b>	Filtre passif
<b>h</b>	Composante harmonique
<b>L</b>	Côté alternatif d'une charge non-linéaire
<b>n</b>	Nombre entier ou rang harmonique
<b>N</b>	Le point neutre de la source
<b>s</b>	Source d'alimentation

## **INTRODUCTION**

En se propageant à travers les réseaux électriques, les tensions et les courants sont idéalement des ondes sinusoïdales à la fréquence fondamentale du réseau. Cependant, selon des études publiées dans la littérature, nous constatons que la qualité de l'onde électrique est loin d'être parfaite. Le problème principal parmi les imperfections rencontrées est la présence de courants harmoniques engendrés par les charges non linéaires. La propagation de ces courants à travers les diverses impédances du réseau crée des tensions harmoniques qui se superposent à la tension fondamentale. Les tensions déformées résultantes ont des effets néfastes sur les équipements de puissance, les dispositifs de commande et de surveillance, les circuits de protection et sur les charges sensibles aux harmoniques. Les filtres passifs shunts comme solution traditionnelle aux problèmes des harmoniques s'accompagnent de différents inconvénients dont la dépendance des caractéristiques de compensation sur les paramètres du réseau et la provocation des résonances.

Actuellement, l'électricité est vendue directement du fournisseur au consommateur, et le transfert de propriété se fait en un seul point, soit le compteur de tarification. En dépit de cela, la responsabilité de la qualité de l'onde n'est pas tout à fait claire dépendamment de la nature et la cause de la perturbation en cause. Dans le cas de la dérégulation de l'énergie, on s'attend à ce que la propriété de l'électricité change de main en plusieurs points le long de la chaîne de génération - transmission - distribution. À chaque position où un transfert de la propriété est effectué, des contraintes sur la qualité de l'onde sont imposées. La dérégulation en soit ne change pas l'aspect technique des perturbations, sauf que la question de la responsabilité devient de plus en plus difficile à établir. En effet, un défaut ou une variation brusque d'une grande charge survenant dans un secteur quelconque peuvent aggraver la perturbation de la tension dans d'autres secteurs. Cela dit, il devient évident que des équipements de compensation capables de mitiger

localement les imperfections doivent être mises au point et leur fonction est aussi bien indispensable aujourd'hui que dans le futur.

Des normes sur les harmoniques ont été proposées par la commission internationale en électrotechnique (IEC61000), et par les recommandations IEEE Std. 519-1992. Les séries IEC61000 traitent les conformités électromagnétiques. Elles posent des limites sur le niveau des courants harmoniques engendrés par les équipements électriques en fonction du courant nominal. Ces normes s'adressent non seulement à un équipement individuel mais aussi à un système regroupant plusieurs équipements. Les normes IEEE Std. 519, quant à elles, imposent des limites aux courants et tensions harmoniques à la hauteur du point de raccordement commun. Elles visent ainsi à empêcher les harmoniques de se propager dans le réseau pour protéger les équipements dans d'autres sites. Hélas, ces normes n'ont pas force de loi dans plusieurs pays industrialisés y compris le Canada. Néanmoins, vu les effets néfastes des différents types de perturbations, un virage dans les règlements est normalement attendu. La mise en place de nouveaux moyens de mitigation est primordiale au cas où les normes deviendraient obligatoires.

Dans ce contexte, cette thèse traite des différents aspects concernant la qualité de l'onde électrique. Nous examinons les perturbations affectant la qualité de l'onde, les normes pour limiter l'émission des harmoniques et les principaux moyens de mitigation usuels. Nous développons de nouveaux algorithmes et stratégies de commande des dispositifs de mitigation. En fait, la thèse comporte cinq chapitres organisés comme suit :

Dans le premier chapitre, nous identifions les différents problèmes affectant la qualité de l'onde électrique. Parmi ces problèmes, nous faisons le point sur celui des harmoniques compte tenu de sa gravité avec la prolifération des charges non-linéaires. Ces charges non-linéaires à l'origine de la pollution harmonique sont classifiées en deux grandes catégories : les charges sources de courants harmoniques et les charges sources de

tensions harmoniques. Nous passons ensuite en revue des moyens de mitigation, autant les classiques comme les filtres passifs que ceux faisant l'objet de travaux de recherche depuis maintenant deux décennies comme les filtres actifs et hybrides.

Dans le deuxième chapitre, les éléments constituant un filtre actif sont abordés un à un pour expliquer leur rôle et les options offertes lors d'une étude portant sur un filtre actif. Les notions de puissance en triphasé sont tout d'abord rappelées. Nous passons ensuite aux méthodes de modélisation d'un convertisseur triphasé. Les différentes techniques pour l'obtention des signaux de référence des filtres actifs sont aussi examinées. Ensuite, les topologies possibles d'un filtre actif dépendamment de la nature de la charge à compenser sont regardées. Différentes méthodes de modulation des signaux de commande sont aussi examinées. Enfin, des exemples de stratégies de commande en chaîne fermée des filtres actifs sont considérés.

Dans le troisième chapitre, nous envisageons le filtre triphasé actif shunt. Nous établissons tout d'abord le modèle dynamique exact dans le plan synchrone 'dq'. Une nouvelle commande non-linéaire est ensuite élaborée en considérant le système en deux boucles, interne et externe, comme c'est le cas dans la littérature. Cette commande introduit une entrée auxiliaire pour chaque équation différentielle du modèle afin de découpler les variables d'état et de linéariser le système. Par conséquent, nous pouvons appliquer les techniques de commandes linéaires sur les dynamiques des erreurs. Des préfiltres sont insérés à l'entrée des boucles de courant pour réduire le dépassement en régime dynamique. La commande est validée par des simulations adéquates pour différentes conditions de la charge et la source. Puis, la technique de commande non-linéaire exacte est adaptée à la commande du modèle complet du filtre shunt en introduisant une entrée virtuelle. Nous nous contentons d'élaborer la loi de commande associée à cette technique. La commande non-linéaire exacte est ensuite appliquée à chacune des deux boucles du système. Les simulations valident la fonctionnalité de cette stratégie de commande.

Le quatrième chapitre est consacré à l'application de deux commandes avancées au filtre actif shunt. Tout d'abord, une nouvelle stratégie de commande par le mode de glissement est élaborée sur le modèle global. Les fonctions de commutation sont formées de façon à inclure toutes les variables d'état du système. En outre la simplicité d'implantation, cette stratégie de commande robuste a permis d'obtenir d'excellents résultats de simulation en dépit de perturbations sévères introduites dans certains essais. Ensuite une commande non-linéaire prédictive optimale est adaptée à la commande de la boucle interne du filtre shunt. Une commande linéaire est appliquée dans ce cas à la boucle externe. C'est la première fois que cette commande optimale prédictive est utilisée avec un filtre actif. Les simulations confirment les performances démontrées par la théorie.

Le cinquième chapitre est consacré aux filtres triphasés hybrides et séries. Un filtre hybride shunt est tout d'abord étudié. Il comporte des filtres passifs shunts en série avec un filtre actif. Les caractéristiques de compensation des harmoniques sont examinées et la régulation de la tension alternative au point de raccordement est étudiée avec un intérêt particulier. Un nouvel algorithme de régulation est en fait développé en se basant sur l'algorithme des moindres carrés moyens (LMS). Le critère de convergence est aussi obtenu et des simulations adéquates sont effectuées pour la validation du principe du nouvel algorithme de régulation. Puis, une structure variante pouvant diminuer la capacité du filtre actif est discutée d'une façon succincte. Ensuite, le principe de fonctionnement d'un filtre actif série est rappelé afin d'explorer enfin un filtre hybride série représentant la configuration duale du filtre shunt hybride.

Finalement, pour les professionnels œuvrant dans la recherche dans le domaine de l'électronique de puissance ce sera l'opportunité de trouver dans cette thèse de nouvelles solutions qui leur sont présentées concernant des questions d'actualité. Nul doute qu'ils y trouveront une vue d'ensemble fortement intéressante des problèmes et des moyens de mitigation de la qualité de l'onde.



## **REVUE DE LA LITTÉRATURE**

La qualité de l'onde électrique dans les réseaux de transport et de distribution a suscité de nombreux travaux de recherche [1]-[4]. On y trouve les questions des perturbations de l'onde de tension comme les creux et les surtensions ainsi que la question de la propagation des courants harmoniques dans les lignes et les conséquences néfastes qu'ils créent.

Afin de pouvoir comprendre les harmoniques et leurs sources, des études sur leur modélisation étaient indispensables [5]-[8]. Ces études ont permis de trouver des méthodes analytiques pour la mise en équation et la quantification de l'ampleur de la pollution harmonique et les risques que celle-ci représente pour le bon fonctionnement des équipements d'un système de puissance.

L'effet de la pollution harmonique sur les réseaux électriques, les machines tournantes, et les équipements de puissance et de communication a aussi été étudié dans plusieurs ouvrages dont [8], [11]. Afin de contrer l'accroissement du problème, des organismes de normalisation, comme IEEE-519 aux États Unis [9] et IEC en Europe [10], ont proposé des limites sur les niveaux admissibles des émissions harmoniques. Ces limites servent de guide à tous les professionnels dans le domaine sans toutefois avoir force de loi dans la plupart des pays.

Hélas, la solution traditionnelle à la pollution harmonique consistant en l'utilisation de filtres passifs shunt est devenue insuffisante à cause de la prolifération des charges non-linéaires polluantes. Selon le principe de l'élimination d'un problème à sa source, des tentatives ont été faites pour modifier l'étage d'entrée des charges non-linéaires afin de le rendre non-polluant et équivalent d'une certaine façon à une charge résistive. Les structures pionnières de ce nouveau type de charges sont proposées dans [12]-[16].

Certaines de ces structures exigent un grand nombre de semi-conducteurs fonctionnant en interrupteur complètement commandable, ce qui diminue la fiabilité de la charge.

En 1976, L. Gyugyi et E.C. Strycula [17], établissaient le principe des filtres actifs pouvant fonctionner en sources idéales de courant ou de tension. Ils ont ainsi ouvert la porte à une nouvelle ère dans la mitigation des problèmes affectant la qualité de l'onde électrique. Depuis, les onduleurs comportant des interrupteurs complètement commandables fonctionnant à hautes fréquences et ayant un élément passif (condensateur ou inductance) côté courant continu pour emmagasiner une faible quantité d'énergie, sont étudiés comme filtres actifs [18], [19]. Généralement, le filtre actif triphasé est un onduleur avec un condensateur côté courant continu, branché en parallèle avec la charge. Les courants injectés par l'onduleur sont forcés à suivre leurs références. De plus, la tension aux bornes du condensateur doit être régulée à une valeur de consigne. L'erreur de cette tension détermine la puissance active nécessaire pour compenser les pertes dans les éléments dissipatifs du filtre. L'erreur compensée est ajoutée à la référence des courants afin d'obtenir l'erreur totale de la boucle des courants.

Depuis 1987, des filtres hybrides comportant des filtres passifs associés à des filtres actifs ont commencé à être proposés [20]-[29]. Ces filtres permettent de réduire la capacité du filtre actif tout en améliorant la compensation. Une configuration unifiée qui ne comporte que des filtres actifs et pouvant effectuer toutes les compensations est aussi proposée [30], [31].

Un modèle dynamique des filtres actifs triphasés est parfois nécessaire pour l'analyse et la conception de la commande. Le modèle le plus simple consiste en l'écriture des équations différentielles régissant le fonctionnement dans le plan 'abc'. Pour éviter l'interaction entre les phases et pour simplifier la commande, le modèle est par la suite transformé à un plan biphasé [32], [33]. La méthode du modèle d'état moyen [34] donne

un modèle simplifié approximatif. Pour les convertisseurs triphasés ayant une structure complexe, des méthodes graphiques ont été proposées [35], [37].

La référence harmonique peut être obtenue tout simplement à travers un filtre passe haut ou sélectif installé sur chaque phase. Cependant la référence ainsi déterminée n'est pas assez fidèle et la réponse du filtre est médiocre en régime dynamique et en régime permanent. Plusieurs méthodes ont été proposées pour remédier à ce problème [26], [38]-[44]. La méthode de la puissance réactive instantanée, ou méthode pq [38], est la première méthode proposée en 1984 et elle est toujours largement utilisée. La méthode du plan synchrone 'dq' [26] est cependant celle qui a la meilleure réponse sous des conditions imparfaites de la charge et de la source.

Les techniques de modulation du signal de commande des interrupteurs du filtre actif ont un effet direct sur la qualité du suivi des consignes des filtres actifs [45]-[48]. Des techniques multiples sont utilisées dont la comparaison triangulaire [46], l'hystérésis simple sur chaque phase [46], les approches vectorielles avec hystérésis à trois niveaux dans un plan biphasé [48], et les commandes vectorielles divisant la période de commutation en plusieurs intervalles [45].

La stratégie de commande est un élément essentiel des caractéristiques d'un filtre actif. Le choix de la stratégie de commande d'un filtre actif tient compte de sa topologie, de son emplacement et des fonctions à exécuter. Toutes les commandes existantes et appliquées à un convertisseur triphasé, redresseur ou onduleur, peuvent être adaptées aux filtres actifs dont [49]-[59]. Des commandes linéaires [49],[50],[53] ont été appliquées aux filtres actifs. La performance de ces commandes dépend des paramètres du système et leur réponse dynamique est lente. Des techniques innovatrices comme la méthode basée sur la notion du flux [51] et la méthode effectuant une variation dynamique de l'impédance [54] font appel à des transformations d'axes et aboutissent à des résultats faiblement dépendants des paramètres du système. Toutefois leur réponse

dynamique est lente. D'autres stratégies de commande avancées comme le mode de glissement [52],[56], la commande non-linéaire [55] et la commande prédictive [57], aboutissent à un bon suivi des courants de référence et une excellente réponse dynamique. Cependant, toutes ces méthodes de commande séparent le modèle dynamique du filtre actif en deux boucles rendant la démonstration de la stabilité globale très difficile, même infaisable.

Il est à souligner que le progrès dans la technologie des semi-conducteurs a permis la réalisation de nombreux filtres actifs. Le filtre actif shunt avec un condensateur côté courant continu est la configuration qui a attiré le plus d'attention. Elle a été mise en application dans plus de mille installations au Japon [18]. Par conséquent, le développement d'une commande assurant la stabilité globale d'un filtre actif shunt bénéficiera d'une grande réussite.

Une configuration aussi attrayante consiste en un filtre hybride shunt comportant des filtres passifs en série avec un filtre actif [22],[28]. Cette configuration a été proposée pour améliorer les caractéristiques de la compensation harmonique et amortir les résonances harmoniques. Elle est aussi capable d'effectuer la régulation de la tension au point de raccordement, ce qui la rend pratique dans les lignes radiales. Dans [28] les auteurs proposent un algorithme d'adaptation du gain de régulation. Cependant, rien n'est mentionné sur la stabilité de cet algorithme. L'élaboration d'un nouvel algorithme plus performant, notamment en matière de stabilité, représentera une excellente contribution pour l'optimisation du fonctionnement de cette configuration.

## **CHAPITRE 1**

### **L'ONDE ÉLECTRIQUE : PERTURBATIONS ET SOLUTIONS**

#### **1.1 Introduction**

L'énergie électrique est produite sous forme de système de tensions triphasées, sinusoïdales et équilibrées, et dont la fréquence est de 60 Hz. Cependant, la qualité de l'onde de ces tensions se retrouve dégradée dans les réseaux électriques à cause de différentes perturbations. La source des perturbations est, soit une anomalie du côté du réseau électrique, soit la nature de fonctionnement des charges non-linéaires. Ces perturbations ont des effets néfastes sur le fonctionnement et la durée de vie des équipements électriques. D'ailleurs, le développement dans les applications en électronique a mené à la prolifération d'équipements modernes plus sensibles aux perturbations de la tension. Par conséquent, afin d'éviter le dysfonctionnement des équipements, des moyens de compensation sont appliqués tels que les compensateurs passifs, actifs ou hybrides.

D'une part, il est vrai que la qualité de l'onde a un impact économique direct sur les usagers de l'énergie électrique. Par exemple, une perturbation advenant dans une usine automatisée forçant ainsi l'arrêt de la chaîne de production, nécessite des heures pour la remise en marche et cause des pertes financières considérables. D'autre part, le fournisseur d'électricité est également soucieux de la qualité de l'onde autant pour des raisons commerciales que pour maintenir la confiance et éviter ainsi les plaintes parfois coûteuses de la clientèle. D'ailleurs, l'origine d'un nombre de perturbations est attribuée à la nature de fonctionnement des charges non-linéaires, et d'autres perturbations sont dues à des accidents et des pannes survenant sur le réseau électrique.

Dans ce chapitre nous identifions tout d'abord l'origine de plusieurs types de perturbations pouvant affecter la qualité de l'onde et leurs effets sur les équipements électriques. Nous présentons par la suite les moyens de mitigation conventionnels et récents utilisés.

## **1.2 Identification des problèmes affectant la qualité de l'onde**

Toute perturbation électrique se manifestant dans les tensions, les courants ou la fréquence et est susceptible de causer une défaillance ou du dysfonctionnement des équipements électriques, est classifiée comme un problème de la qualité de l'onde. Les perturbations peuvent être transitoires, de courte durée, de longue durée ou périodiques. Toutefois, les problèmes les plus souvent rencontrés sont :

- Déséquilibre du système triphasé
- Creux de tension de courte durée
- Coupures de courte durée
- Surtensions de courte durée
- Fluctuations de tension (ou flicker)
- Perturbations transitoires
- Distorsion harmonique

N'importe quelle perturbation affecte un ou plusieurs des paramètres suivants du système :

- Amplitude de tension ou de courant
- Fréquence
- Contenu spectral

Deux facteurs ont une influence directe sur l'effet de la perturbation :

- Durée de la perturbation
- Impédance de la source

### 1.2.1 Déséquilibre des tensions

C'est la situation où les trois tensions diffèrent en amplitude et/ou sont déplacées de leur déphasage normal de 120°. Le déséquilibre peut être quantifié en utilisant les composantes symétriques de Fortescue. Ainsi, il désigne le taux de la séquence inverse et celui de la séquence homopolaire en fonction de la séquence directe :

$$\delta^- = \frac{V_1^-}{V_1^+} \quad \text{et} \quad \delta^0 = \frac{V_1^0}{V_1^+}$$

où  $\delta^-$  et  $\delta^0$  sont respectivement les taux de déséquilibre des systèmes de séquence inverse et homopolaire. De même,  $V_1^+$ ,  $V_1^-$  et  $V_1^0$  sont respectivement les amplitudes des tensions à la fréquence fondamentale des systèmes de séquence directe, inverse et homopolaire.

La source principale d'un déséquilibre inférieur à 2% sont les charges monophasées dans un réseau triphasé. Ce déséquilibre peut être aussi produit par la fusion des fusibles dans une phase d'un banc de condensateurs triphasés. Un déséquilibre sévère (supérieure à 5%) peut être détecté couramment aux points communs de raccordement dans les réseaux de distribution et est causé par des charges monophasées.

L'effet du système de tensions de séquence inverse est considérable sur les moteurs asynchrones, les convertisseurs de puissance triphasés et les entraînements à vitesse variable. Les tensions de séquence inverse créent des courants élevés dans le rotor d'un moteur asynchrone et réduisent le couple disponible à la sortie. Cela peut endommager les enroulements de la machine à cause de l'échauffement excessif.

### 1.2.2 Creux de tension de courte durée

Les creux de courte durée désignent la diminution de l'amplitude des tensions d'une valeur comprise entre 10% et 90% de la valeur nominale pour une durée de 0.5 période

jusqu'à 1 minute. Un creux de 40% signifie que l'amplitude (ou la valeur efficace) de la tension a atteint 60% la valeur nominale, comme le montre la figure 1.1.

Les creux de tension sont associés aux défauts survenus sur le réseau, comme le foudroiement d'une structure du réseau ou le contact d'un arbre avec la ligne. Néanmoins, ils peuvent être causés par des variations brusques des charges connectées au réseau, ainsi que par les courants d'appel à la mise sous tension des transformateurs et au démarrage des moteurs.

Les creux de tension de courte durée peuvent affecter le fonctionnement des équipements électroniques.

### **1.2.3 Coupures de courte durée**

Une coupure momentanée désigne la diminution de l'amplitude de la tension en bas de 10% de la valeur nominale pour une durée ne dépassant pas 1 minute, et peut être généralement causé par un court-circuit survenant sur le réseau. Ce type d'anomalie est caractérisé par sa durée laquelle est fonction du temps de fonctionnement des dispositifs de protection. Les coupures sont parfois précédées par un creux de tension dans le cas d'un défaut survenant sur la source d'alimentation. Le creux dure le temps nécessaire avant que le dispositif de protection s'enclenche.

Les coupures de courte durée perturbent le fonctionnement des appareils électriques.

### **1.2.4 Surtensions de courte durée**

Une surtension de courte durée désigne l'augmentation de l'amplitude de la tension en atteignant entre 110% et 180% la valeur nominale à la fréquence fondamentale pour une



durée allant de 0.5 cycle jusqu'à 1 minute. La figure 1.2 montre la représentation graphique d'une surtension de 25% durant trois cycles de la fréquence fondamentale.

Une surtension dans une phase peut être attribuée à un défaut phase-terre survenant dans une autre phase. Le délestage d'une grande charge et le phénomène de ferro-résonance entre la capacité de la ligne et la réactance de magnétisation d'un transformateur peuvent aussi provoquer des surtensions.

La sévérité d'une surtension durant un court-circuit est fonction de la position du défaut, de l'impédance de la ligne et de la résistance de mise à la terre.

### **1.2.5 Fluctuations de la tension du réseau**

Les fluctuations de la tension désignent une variation systématique de l'enveloppe de la tension ou une série d'évolutions aléatoires de la tension, dont l'amplitude reste généralement entre 90% et 110% de la valeur nominale. La figure 1.3 illustre un exemple d'une fluctuation périodique à 8 Hz de l'onde de tension.

Les charges montrant des variations régulières et rapides dans l'amplitude de leur courant entraînent des fluctuations de la tension. Les fours à arc représentent les sources les plus communes de ces fluctuations dans les réseaux de transport et de distribution.

Les fluctuations de la tension peuvent être quantifiées comme un pourcentage de leur amplitude en fonction de l'amplitude de la tension fondamentale. Elles sont mesurées en respect de la sensibilité de l'œil humain. Typiquement, des valeurs aussi petites que 0.5% engendrent le papillotement (flicker) des lumières si leurs fréquences sont dans la marge de 6 à 10 Hz.

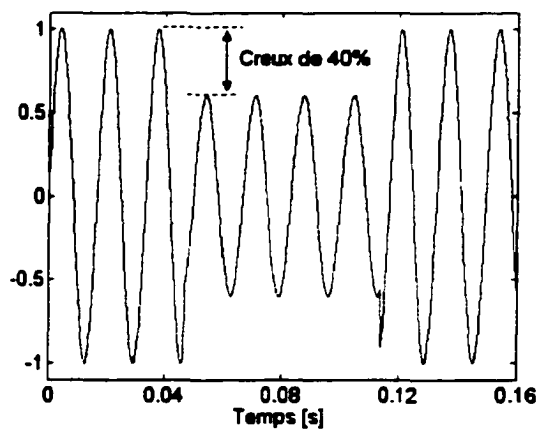


Figure 1.1 Creux de tension de 40% durant quatre cycles.

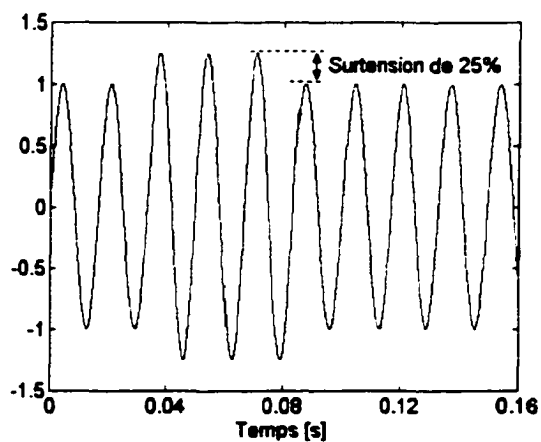


Figure 1.2 Surtension momentanée de 25% durant trois cycles.

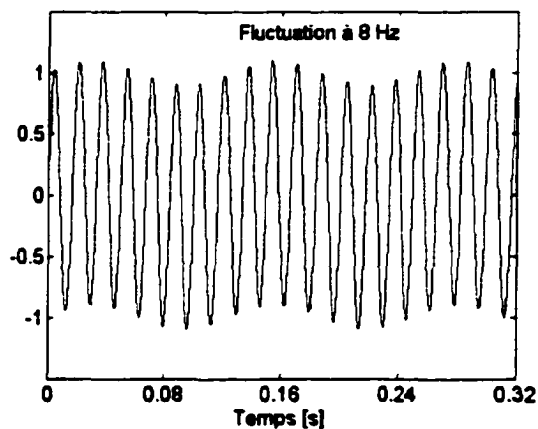


Figure 1.3 Exemple de la fluctuation de la tension à 8 Hz.

### 1.2.6 Perturbations transitoires

Les surtensions transitoires représentent le type de perturbations transitoires les plus communes. Elles sont généralement dues à l'une ou l'autre des deux causes suivantes : la commutation des bancs de condensateurs et les coups de foudre. La commutation des condensateurs pour la correction du facteur de puissance est une manœuvre indispensable dans les réseaux électriques pour réduire les pertes et soutenir la tension. Le démerite des condensateurs est l'interaction avec l'inductance du système en produisant des oscillations transitoires à chaque commutation.

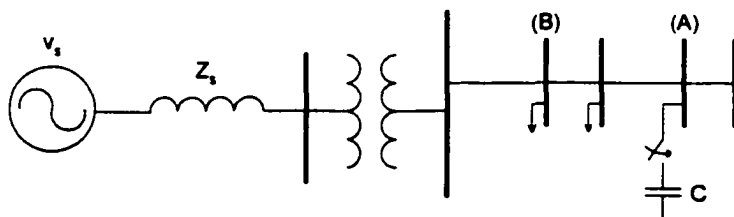


Figure 1.4 Schéma unifilaire représentant un condensateur C à commuter.

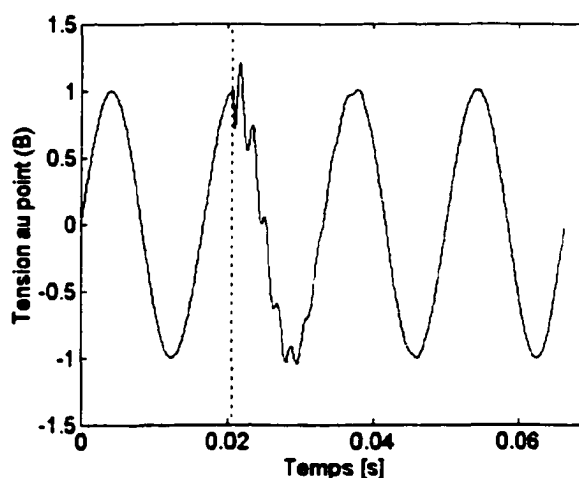


Figure 1.5 Perturbation transitoire typique de la tension à la commutation d'un condensateur.

La figure 1.4 montre le diagramme unifilaire d'un système avec un condensateur à commuter au point (A) et la tension sera observée au point (B). Les deux points se trouvent sur la même ligne mais à une certaine distance l'un de l'autre. La figure 1.5 montre l'onde de tension au point (B) sachant que le condensateur C a été branché à l'instant  $t = 0.02s$ . Nous constatons que la commutation du condensateur crée une oscillation transitoire de la tension dont la valeur initiale n'est pas nulle à cause de l'impédance du tronçon de ligne séparant le condensateur du point d'observation. Ces oscillations se propagent dans le réseau d'alimentation locale et peuvent s'amplifier à cause de la présence de condensateurs aux secondaires des transformateurs de distribution.

Les surtensions transitoires peuvent entraîner le dysfonctionnement des équipements de l'électronique de puissance. Ces surtensions altèrent la synchronisation du circuit d'attaque de la gâchette des thyristors et provoquent la détection d'anomalie par les relais de protection des entraînements à vitesse variable.

### 1.2.7 Distorsion harmonique

La distorsion harmonique est un phénomène périodique qui désigne la superposition, sur l'onde fondamentale de 60 Hz, des ondes également sinusoïdales et de fréquences multiples de celle de la fondamentale. La décomposition en série de Fourier d'une onde quelconque permet l'obtention de ses composantes harmoniques comme l'illustre la figure 1.6. Néanmoins, des inter-harmoniques ayant des fréquences non multiples de la fréquence fondamentale peuvent parfois exister. Le rang d'une harmonique est défini comme étant :

$$n = \frac{f_n}{f} \quad (1.1)$$

où  $f_n$  et  $f$  désignent la fréquence de l'harmonique et la fréquence fondamentale, respectivement.

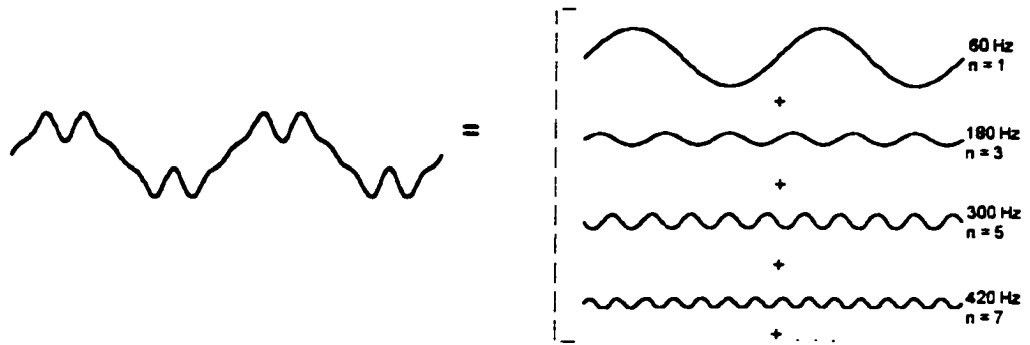


Figure 1.6 Décomposition en série de Fourier d'une onde déformée.

Afin de pouvoir quantifier le contenu harmonique dans un signal  $y(t)$  périodique, la Distorsion Harmonique Totale (THD) est le facteur le plus souvent utilisé. Le THD peut être calculé pour un courant ou une tension comme suit :

$$\text{THD} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{n_{\max}} Y_n^2}}{Y_1} \quad (1.2)$$

où  $Y_n$  désigne la valeur efficace de l'harmonique de rang  $n$  dans le signal  $y(t)$ , et  $n_{\max}$  est le rang maximal considéré pour le calcul (généralement  $n_{\max} = 40$  ou  $50$ ).

La valeur efficace  $Y$  du signal  $y(t)$  est reliée au THD par la relation suivante :

$$Y = \sqrt{\sum_{n=2}^{n_{\max}} Y_n^2} = Y_1 \sqrt{1 + \text{THD}^2} \quad (1.3)$$

Le taux individuel  $\tau_n$  de l'harmonique de rang  $n$  est défini par :

$$\tau_n = \frac{Y_n}{Y_1} \quad (1.4)$$

Pour une même valeur efficace, les formes d'ondes peuvent être différentes. Par conséquent, un facteur permettant de caractériser la forme d'onde est le facteur de crête, et il est défini comme le rapport de la valeur crête du signal sur sa valeur efficace :

$$F_{\text{cr}} = \frac{\hat{Y}}{Y} \quad (1.5)$$

D'ailleurs, dans un réseau électrique les courants et les tensions peuvent contenir des composantes harmoniques. Les récepteurs alimentés par le réseau alternatif, et comportant des convertisseurs statiques comme étage d'entrée, engendrent des harmoniques en fonctionnement normal. Ces récepteurs sont alors identifiés comme étant des charges non linéaires. Ces charges sont typiquement classées en deux catégories : les charges type source de courants harmoniques et les charges type source de tensions harmoniques.

#### 1.2.7.1 Charges type source de courants harmoniques

Traditionnellement toutes les charges non linéaires étaient représentées comme sources de courants harmoniques. Cela est dû au fait que les courants appelés ont une allure non sinusoïdale imposée par les paramètres de la charge. Ces charges ont comme étage d'entrée un pont à thyristors ou à diodes avec une inductance de lissage à la sortie du pont comme l'illustre la figure 1.7(a). Les entraînements à vitesse variable des moteurs continus sont dans cette catégorie. Certains des entraînements à courants alternatifs et des alimentations à découpage peuvent être dans cette catégorie lorsqu'ils sont munis d'un filtre LC côté courant continu. Dans ces charges la réactance inductive est suffisamment élevée pour lisser le courant à la sortie du redresseur et rendre ainsi les courants à son entrée d'allure rectangulaire. La figure 1.7(c) représente les formes d'onde typiques du courant  $i_{La}$  et de la tension simple  $v_{sa}$  de la phase 'a', à l'entrée de la charge. Le fait que les caractéristiques et le contenu harmonique de ces courants soient indépendants des paramètres du système côté alternatif, la charge non linéaire se comporte comme source de courant. Par conséquent, elle est appelée charge non linéaire type source de courants harmoniques et elle est représentée par une source de courant  $i_L$  comme le montre le circuit équivalent par phase dans la figure 1.7(b). Dans les conditions idéales, les caractéristiques des courants de la source sont  $THD = 31\%$ ,  $\tau_3 = 20\%$ ,  $\tau_7 = 14\%$ ,  $\tau_{11} = 9\%$ ,  $\tau_{13} = 7.6\%$ , ainsi de suite.

D'autres sources de courants harmoniques sont aussi identifiées, comme par exemple les variateurs de la fréquence (cycloconvertisseurs), les nonlinéarités dues à la magnétisation des transformateurs, les machines alternatives tournantes, les fours à arc, les chauffages par induction, les gradateurs de lumière, etc.

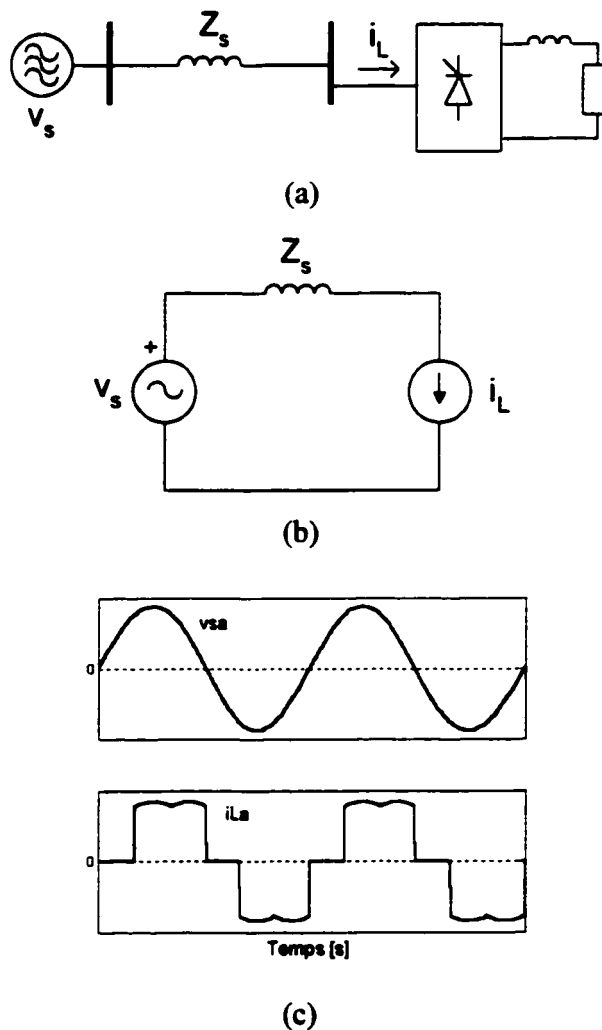
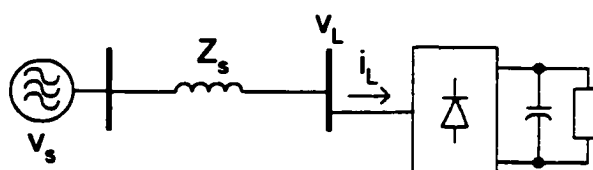
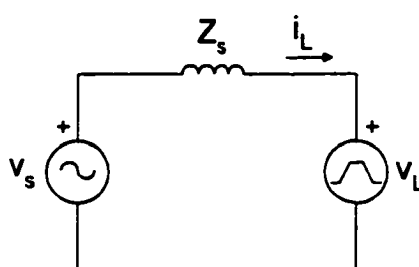


Figure 1.7 Source de courants harmoniques typique. (a) Pont à 6 thyristors avec une importante self inductance côté continu. (b) Circuit équivalent par phase du système. (c) Formes d'onde de la tension simple et du courant de la phase 'a'.

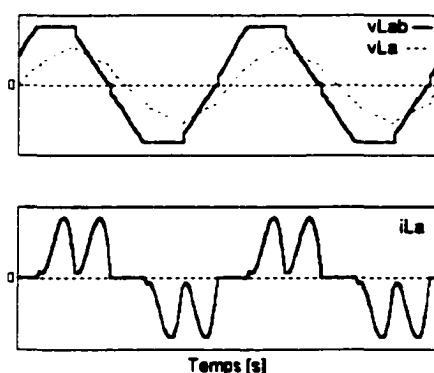
### 1.2.7.2 Charges type source de tensions harmoniques



(a)



(b)



(c)

Figure 1.8 Source de tensions harmoniques typique. (a) Pont à 6 diodes avec un condensateur côté continu. (b) Circuit équivalent par phase du système. (c) Formes d'onde des tensions et du courant à l'entrée du pont.

La deuxième catégorie de charges polluantes regroupe les charges non linéaires possédant un pont à diodes comme étage d'entrée avec un condensateur de lissage côté continu comme le montre la figure 1.8(a). Les formes d'onde de la tension simple  $v_{La}$  de



la phase 'a' et de la tension composée  $v_{Lab}$  entre les phases 'a' et 'b' au point de raccordement ainsi que le courant  $i_{La}$  de la charge dans la phase 'a' sont dans la figure 1.8(c).

Bien que le courant soit fortement déformé, sa composante harmonique dépend essentiellement de l'impédance côté alternatif et du déséquilibre du système des tensions de la source. Cependant, la distorsion dans les tensions à l'entrée du redresseur est imposée par le chargement du condensateur continu et est pratiquement indépendante de l'impédance côté alternatif. Par conséquent, ce type de charge se comporte comme source de tensions harmoniques. Le schéma équivalent par phase est illustré dans la figure 1.8(b) où la charge est représentée par une source de tension  $v_L$ . Un exemple de ces charges est un entraînement à vitesse variable d'un moteur asynchrone ayant un pont à diodes et un condensateur du côté courant continu pour lisser la tension. Dans les conditions extrêmes, la tension ligne à ligne ( $v_{Lab}$ ) possède les caractéristiques suivantes :  $THD = 31\%$ ,  $\tau_5 = 20\%$ ,  $\tau_7 = 14\%$ ,  $\tau_{11} = 9\%$ ,  $\tau_{13} = 7.6\%$ , ainsi de suite. Ce contenu harmonique est identique à celui du courant dans une charge type source de courants harmoniques. D'où la notion de dualité entre les deux catégories de charges non-linéaires.

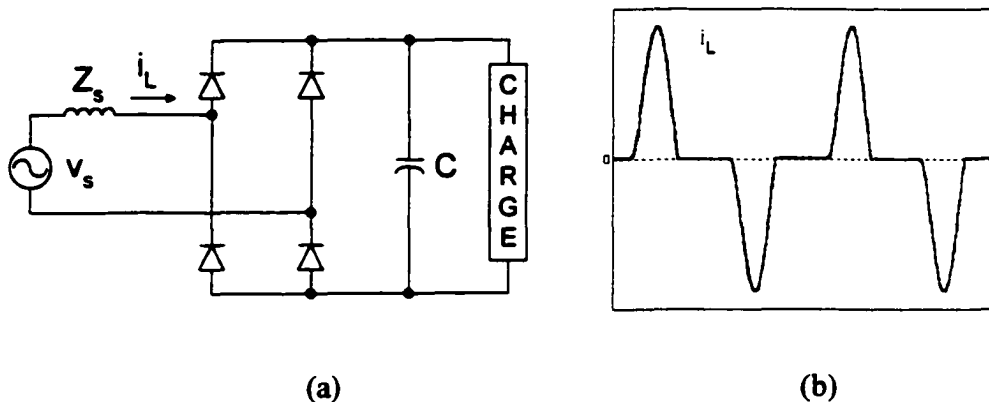


Figure 1.9 Charge non-linéaire monophasée type source de tensions harmoniques. (a) Circuit électrique. (b) Onde du courant.

D'autres récepteurs non linéaires monophasés se comportent en source de tensions harmoniques, tels que les alimentations à découpage, les appareils domestiques, les téléviseurs, les micro-ordinateurs, les ballasts électroniques de fluorescents, etc. La figure 1.9(a) montre une charge non-linéaire monophasée ayant comme étage d'entrée un redresseur à diodes mené d'un condensateur de lissage à sa sortie. La forme d'onde du courant  $i_L$  appelé par une telle charge est dans la figure 1.9(b). Le THD de ce courant peut facilement dépasser la valeur de 80% [6].

### **1.2.7.3 Effets des harmoniques**

Les différentes charges non linéaires engendrent des courants harmoniques se propageant dans le réseau électrique. Le niveau de la pollution harmonique devient donc plus important avec l'accumulation des charges de nature polluante. La circulation des courants harmoniques le long des réseaux électriques est à l'origine de plusieurs phénomènes :

- Déformation de l'onde de tension. En effet, les courants harmoniques associés aux impédances du réseau, aux fréquences correspondantes, créent selon la loi d'Ohm des tensions harmoniques, lesquelles s'ajoutent ou se retranchent à la tension fondamentale.
- Augmentation des pertes joules et détérioration du facteur de puissance dans le réseau.
- Provocation des résonances séries et parallèles impliquant les condensateurs de relèvement du facteur de puissance, les impédances du réseau et parfois les impédances des récepteurs non linéaires.
- Détérioration du rendement, échauffements excessifs et vibrations mécaniques dans les machines tournantes à cause des flux harmoniques créés par la distorsion de la tension.
- Effets néfastes sur les bancs de condensateurs incluant l'échauffement, la diminution de la durée de vie et la fusion des fusibles de protection.

- Pertes supplémentaires et échauffement excessif dans les transformateurs. Cela exige le déclassement des transformateurs ordinaires ou bien l'utilisation des transformateurs spéciaux plus coûteux conçus avec un facteur K approprié [6]. Ce dernier est défini en fonction des courants harmoniques de la façon suivante :

$$K = \frac{\sum_{n=1}^{n_{\max}} (n I_n)^2}{\sum_{n=1}^{n_{\max}} I_n^2} \quad (1.6)$$

Les valeurs de K=4 ou K=13 sont souvent rencontrées dans les applications. Un transformateur ordinaire est évidemment l'équivalent d'un K =1.

- Surcharge du fil neutre due aux courants harmoniques de rangs impairs multiples de trois, engendrés par des récepteurs non linéaires monophasés.
- Interférence sur les circuits de contrôle, les détecteurs du passage par zéro et les dispositifs de protection du réseau.
- Déclenchements intempestifs des dispositifs de protection magnétiques à cause des facteurs crêtes des courants très élevés.
- Irrégularités de fonctionnement des équipements électroniques sensibles.
- Imprécision sur les résultats des instruments de mesure.
- Interférence électromagnétique sur les lignes téléphoniques entraînant du bruit considérable aux audiofréquences pouvant même détruire l'information transmise.

### 1.3 Les normes de référence sur les harmoniques

Les distributeurs ainsi que les consommateurs de l'énergie électrique sont conscients de l'importance d'une réglementation standard unique pour les problèmes de la pollution harmonique. Une telle réglementation universelle n'existe pas encore, cependant des organismes comme IEC (Commission Électrotechnique Internationale) en Europe [10] et

IEEE en Amérique [9], élaborent des normes efficaces qui peuvent être regroupées en trois catégories :

1. Niveaux de compatibilité harmonique en amont du point commun de raccordement :
  - a. IEEE 519-1992
  - b. IEC 61000-2-2
  - c. IEC 61000-3-6
2. Limites sur l'émission harmonique des équipements :
  - a. IEC 61000-3-2 (appareils de moins de 16 A par phase)
  - b. IEC 61000-3-4 (appareils de plus de 16 A par phase)
3. Guide pour la mesure des harmoniques :
  - a. IEC 61000-4-7

La norme IEEE-519 définit des limites pour les tensions et courants harmoniques au point commun de raccordement (PCC) pour assurer le bon fonctionnement des récepteurs dans d'autres sites. À titre d'exemple, les taux individuels  $\tau_n$  maximaux des tensions harmoniques ainsi que le THD à ne pas dépasser sont donnés dans le tableau I.

Tableau I

Limites des tensions harmoniques selon IEEE-519

Tension au jeu de barres	Composante harmonique individuelle maximale (%)	THD maximal (%)
69 kV et moins	3.0	5.0
115 kV à 161 kV	1.5	2.5
En dessus de 161 kV	1.0	1.5

Les limites sur les taux individuels  $\tau_n$  et du THD des courants harmoniques, dans le cas des réseaux de moins de 69 kV, sont précisées en % dans le tableau II. Nous constatons que les limites sont plus sévères pour un rapport de court-circuit (SCR) plus petit, lequel est défini comme étant le rapport du courant de court-circuit maximal  $I_{sc}$ , sur la valeur moyenne maximale mensuelle du courant  $I_L$  de la charge. Les équipements de production doivent respecter la limite la plus sévère, soit  $SCR < 20$ . Les taux des harmoniques d'ordres pairs doivent être limités à 25% des valeurs précisées dans le tableau.

Tableau II

Limites des courants harmoniques selon IEEE-519  
pour les systèmes de distribution, 120 V – 69 kV

$SCR = I_{sc}/I_L$	$n < 11$	$11 \leq n < 17$	$17 \leq n < 23$	$23 \leq n < 35$	$35 \leq n$	THD
$< 20$	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0
20 – 50	7.0	3.5	2.5	1.0	0.5	8.0
50 – 100	10.0	4.5	4.0	1.5	0.7	12.0
100 - 1000	12.0	5.5	5.0	2.0	1.0	15.0
$> 1000$	15.0	7.0	6.0	2.5	1.4	20.0

La norme IEC 61000-3-2 définit les limites pour les émissions de courants harmoniques des appareils électrodomestiques et industriels de moins de 16 A. La compatibilité électromagnétique adressée dans cette norme regroupe les récepteurs en quatre différentes classes. Les limites en courants harmoniques des équipements électroniques monophasés appelant un courant de forme d'onde identique à celle de la figure 1.9, sont fixées à travers les classes A et D et en fonction de la puissance absorbée par ces équipements. Le tableau III spécifie les limites des courants harmoniques pour la classe D. La puissance maximale traitée par la classe D est 600 W. Une colonne de ce tableau

montre la limite de la valeur efficace des courants harmoniques par watt. La deuxième colonne donne les valeurs maximales permises.

Tableau III

Limites des harmoniques selon IEC 61000-3-2 classe D

Rang harmonique n	Courant harmonique maximal permis par watt mA/W	Courant harmonique maximal permis A
3	3.4	2.3
5	1.9	1.14
7	1.0	0.77
9	0.5	0.4
11	0.35	0.33
13	0.29	0.21
15 ≤ n ≤ 39 (Rangs impairs)	$\frac{3.85}{n}$	$\frac{2.25}{n}$

Les limites sur les courants harmoniques d'une charge triphasée sont adressées par la norme IEC 61000-3-4. Cette norme prend en compte aussi le rapport de court-circuit ( $R_{SCC}$ ). Le tableau IV montre les limites spécifiées par cette norme pour une charge triphasée dont le courant dépasse 16 A par phase. Les courants harmoniques individuels de rangs supérieurs à 13 ne figurent pas. Cependant, le facteur de la pondération partielle de la distorsion harmonique (PWHD) considère toutes les harmoniques à partir du rang 14. Ce facteur est défini comme suit :

$$PWHD = \sqrt{\sum_{n=14}^{40} n \left( \frac{I_n}{I_1} \right)^2} \quad (1.7)$$

Tableau IV

Limites pour une charge triphasée selon IEC 61000-3-4

R <sub>SCC</sub> minimal	Limites supérieures pour les facteurs de distorsion harmonique		Limites individuelles des harmoniques en % de I <sub>1</sub>			
	THD	PWHD	I <sub>5</sub>	I <sub>7</sub>	I <sub>11</sub>	I <sub>13</sub>
66	17	22	12	10	9	6
120	18	29	15	12	12	8
175	25	33	20	14	12	8
250	35	39	30	18	13	8
350	48	46	40	25	15	10
450	58	51	50	35	20	15
> 600	70	57	60	40	25	18

#### 1.4 Moyens de compensation des harmoniques

La dépollution du réseau électrique est une priorité tant pour le fournisseur d'énergie et le fabricant des équipements électriques que pour le consommateur. En effet, bien que les normes sur l'émission des harmoniques n'aient pas encore force de loi dans beaucoup de pays, les fabricants des appareils électroniques essaient de concevoir des produits qui au moins répondent aux exigences des principaux standards existants. Les compagnies d'électricité, de leur côté, installent des équipements de conditionnement de l'énergie et encouragent les recherches visant à trouver des solutions robustes et fiables. Les consommateurs quant à eux installent parfois des bancs d'éléments réactifs pour la correction du facteur de puissance et la compensation des harmoniques prépondérants pour réduire la facture de la consommation énergétique.

Les moyens de mitigation sont alors classés en deux catégories : les solutions incorporées dans les charges pour rendre ces dernières non-polluantes et les solutions de filtrage externe qui empêchent les harmoniques engendrés de se propager dans le réseau.

#### 1.4.1 Solutions incorporées dans la charge

L'ajout d'une self inductance  $L_d$  d'interfaçage côté continu du redresseur d'entrée, comme le montre la figure 1.10, permet la réduction des courants harmoniques. En effet, pour une valeur suffisamment élevée de  $L_d$ , le courant à l'entrée de la charge devient carré. Par conséquent, la charge devient du type source de courants harmoniques. Les taux individuels des harmoniques et le THD seront considérablement réduits. À la limite lorsque la valeur de  $L_d$  est infinie, le taux de l'harmonique de rang 5 devient 20%, ce qui ne rencontre jamais les exigences de la norme fournie dans le tableau IV lorsque le rapport de court-circuit  $R_{SCC}$  est inférieur à 175. Généralement une solution additionnelle s'impose, telle que l'installation de filtres passifs à l'entrée du redresseur.

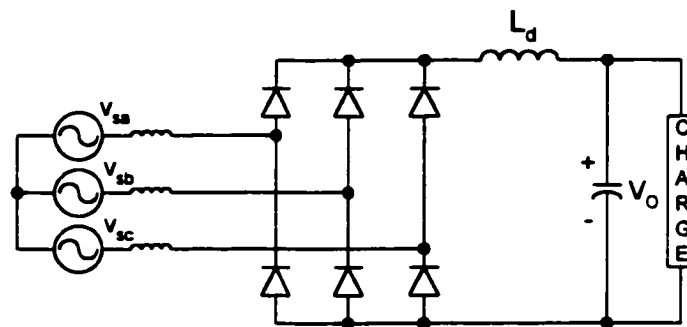


Figure 1.10 Interface passive par l'ajout d'une inductance de lissage  $L_d$  côté continu.

Une autre façon de modification de l'étage d'entrée des récepteurs non linéaires consiste en l'ajout d'un ou de plusieurs interrupteurs à découpage. La figure 1.11 montre une possibilité qui exige un seul interrupteur  $S$  fonctionnant à haute fréquence [12]. Cette configuration a de bonnes performances en rendant les courants dans la source,  $i_s$ , quasi sinusoïdaux et en phase avec les tensions simples. Elle a cependant quelques démérites :



le besoin de dimensionner adéquatement les trois inductances alternatives,  $L_e$ , pour avoir une conduction en mode discontinu; le besoin d'un filtre passif,  $L_r$ - $C_r$ , pour éliminer les harmoniques à la fréquence de découpage; la tension de sortie  $V_O$  doit être très élevée selon la relation suivante :

$$V_O = \frac{\sqrt{3}}{1-D} \hat{V}_s,$$

où  $D$  et  $\hat{V}_s$  représentent le rapport cyclique au point de fonctionnement et la valeur crête de la tension simple de la source, respectivement.  $V_O$  est typiquement entre 4 et 5 fois la valeur de  $\hat{V}_s$ . La tenue en tension de l'interrupteur  $S$  est donc très élevée.

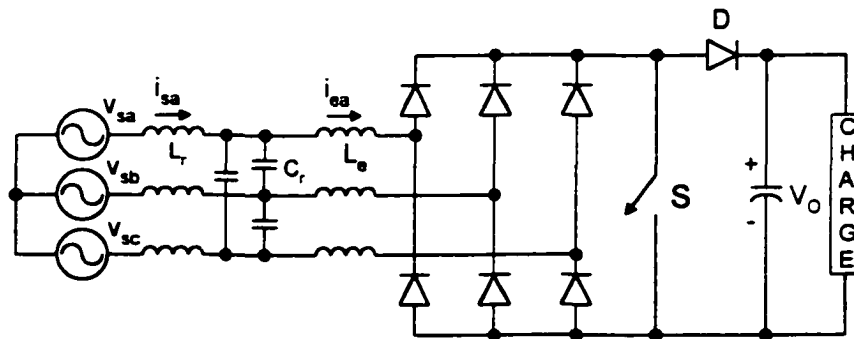


Figure 1.11 Interface active par l'ajout d'un seul interrupteur à découpage.

L'utilisation d'une interface comportant deux interrupteurs complètement commandables, comme le montre la figure 1.12, soulage les interrupteurs en divisant par deux la tension maximale à supporter et en permettant une meilleure exploitation. Ce type de configuration utilise le principe de circulation de l'harmonique de rang 3, [13]. En effet, l'étage succédant le pont à diode consiste en deux hacheurs élévateurs de la tension modulant le courant dans les inductances  $L_d$  à  $I_d+i_3$  et  $I_d-i_3$ , où  $I_d$  et  $i_3$  sont le courant continu dans la charge et le courant harmonique de rang 3 circulant dans les interrupteurs, respectivement. Le transformateur connecté en zig-zag se présente comme un circuit-ouvert face aux systèmes de séquences directe et inverse et comme un court-circuit face aux systèmes de séquence homopolaire (en particulier le 3<sup>e</sup> harmonique). Par

conséquent, le courant harmonique total  $2i_3$  se partage également entre les trois phases du transformateur et se referme à travers le pont à diode. De cette façon, les courants dans la source deviennent quasi sinusoïdaux. Un autre avantage de cette méthode pour la réduction des courants harmoniques est que la puissance apparente maximale développée à travers les deux interrupteurs est de 30% de la puissance apparente totale. Cependant, l'inconvénient majeur de la méthode figure dans l'encombrement des composants magnétiques. Un autre inconvénient réside dans le fait que le déphasage et l'amplitude de la consigne de  $i_3$  dépendent de l'inductance  $L_s$  de la source.

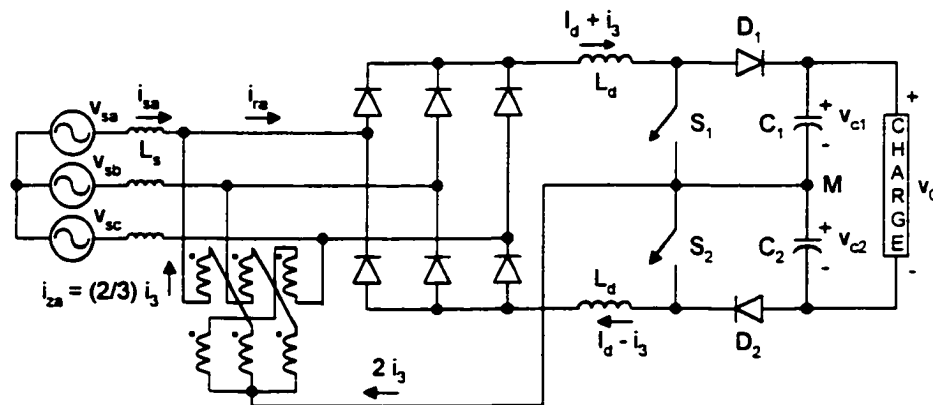


Figure 1.12 Interface active par l'ajout de deux interrupteurs à découpage et la circulation de la 3<sup>e</sup> harmonique.

Une configuration de redresseur triphasé à trois interrupteurs et 18 diodes (TPCR3) ne nécessitant pas l'accès au fil neutre est montrée dans la figure 1.13, [14]. La tension moyenne  $V_o$  à la sortie de ce redresseur survolteur à deux niveaux doit satisfaire  $V_o > \sqrt{3}\hat{V}_s$ , ce qui ne représente pas une exigence sévère. De plus, ce redresseur est capable de fonctionner avec un facteur de puissance unitaire en appelant des courants sinusoïdaux. Cependant sa capacité de fonctionner avec un facteur de déplacement en avance ou en retard est très limitée. Malgré le grand nombre de diodes nécessaires, la plupart de ces diodes fonctionnent en parallèle ce qui réduit leur capacité en courant maximal.

D'autres configurations d'interfaces ont été proposées telles que les redresseurs à trois niveaux [15] qui pourtant exigent un très grand nombre d'interrupteurs et de diodes. Cependant un redresseur triphasé, à trois niveaux et surtout à trois interrupteurs (redresseur VIENNA), inspiré du TPCR3, répond aux exigences des normes sur les harmoniques tout en réduisant les pertes en conduction des semi-conducteurs et leur tenue en tension. Le redresseur VIENNA est montré à la figure 1.14. Une autre caractéristique de ce redresseur consiste dans la possibilité de distribuer la charge sur les sorties partielles  $v_{C1}$  et  $v_{C2}$  d'une façon fortement asymétrique [16].

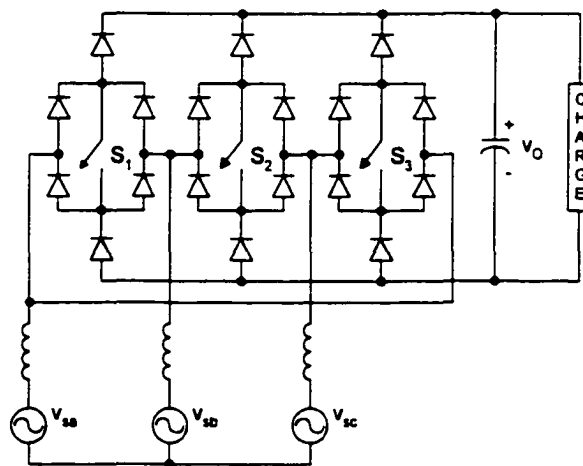


Figure 1.13 Redresseur triphasé à trois interrupteurs (TPCR3).

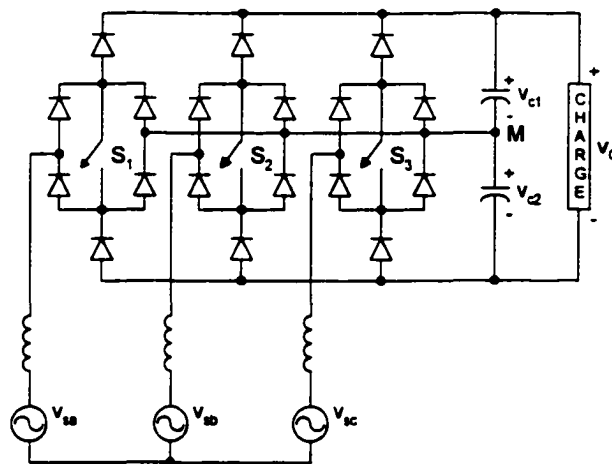


Figure 1.14 Redresseur VIENNA.

D'ailleurs, la solution la plus efficace pour avoir des courants triphasés sinusoïdaux avec un facteur de puissance unitaire et une possibilité de réversibilité du transfert de la puissance est le pont conventionnel à six interrupteurs complètement commandables, lequel est montré dans la figure 1.15. Le fonctionnement des interrupteurs de ce pont à deux niveaux peut être en Modulation par Largeur d'Impulsion (MLI) ou bien par la Modulation Vectorielle (SVM). Des performances de très bonne qualité sont réalisables avec cette configuration telles qu'un facteur de puissance de 0.99 et un THD des courants largement inférieur à 5%.

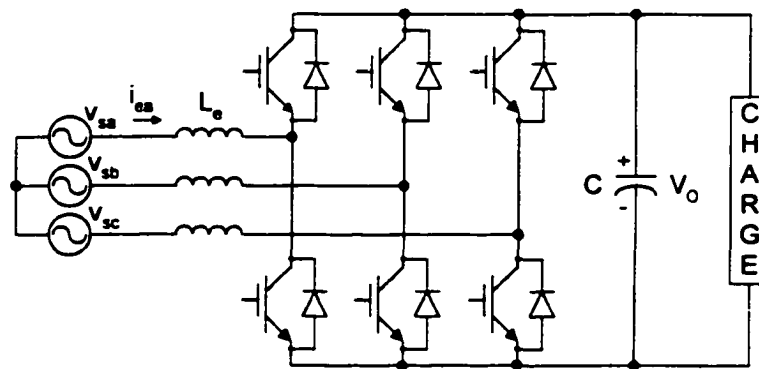


Figure 1.15 Redresseur triphasé à six interrupteurs pour la compensation des harmoniques.

#### 1.4.2 Solutions externes

Pour ne pas modifier la structure des équipements existants, La compensation des harmoniques peut se faire à l'aide de dispositifs externes aux charges non linéaires à l'origine des pollutions. Les filtres passifs constituent la solution conventionnelle de ce genre. Les filtres actifs représentent une solution relativement récente mise au point durant les deux dernières décennies [17]. C'est en fait l'évolution de la technologie des semi-conducteurs qui a permis la construction et l'installation de filtres actifs capables de dépolluer les réseaux électriques. L'association d'un filtre passif avec un filtre actif est une autre alternative appelée filtre hybride et permet l'exploitation des avantages de chaque type.

### 1.4.2.1 Filtrage passif

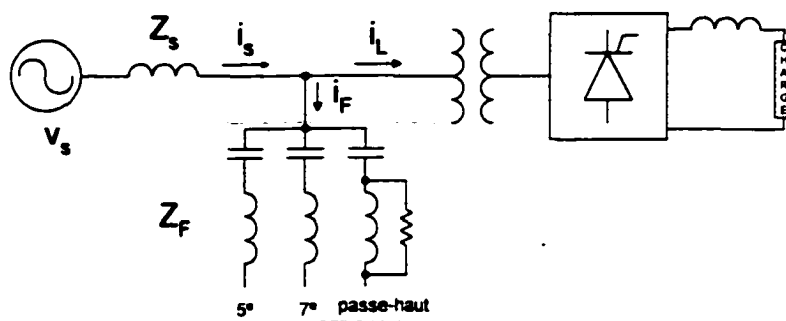
Les filtres passifs constituent un moyen conventionnel pour la compensation des harmoniques. Ces filtres sont traditionnellement branchés en parallèle avec la ligne qui alimente les charges non linéaires. Ce sont des branches L-C résonantes séries syntonisées à des rangs harmoniques particuliers comme le 5<sup>e</sup> ou le 7<sup>e</sup> ou bien des circuits passe-haut. Ces filtres shunts sont efficaces pour absorber les courants harmoniques engendrés par une charge non linéaire du type source de courants harmoniques. La figure 1.16(a) montre le schéma unifilaire d'un système triphasé comportant une charge non linéaire du type source de courants harmoniques avec des filtres passifs shunts. Le circuit électrique équivalent de ce système est illustré dans la figure 1.16(b). Dans ce circuit la charge est remplacée par son équivalent de Norton, soit une source de courant  $I_{LO}$  en parallèle avec une impédance  $Z_L$ . Le courant  $I_{LO}$  représente le signal carré de 120° idéal. Nous déduisons :

$$\frac{I_{sn}}{I_{LOn}} = \left| \frac{Z_{Fn} // Z_{Ln}}{Z_{sn} + (Z_{Fn} // Z_{Ln})} \right| \quad (1.8)$$

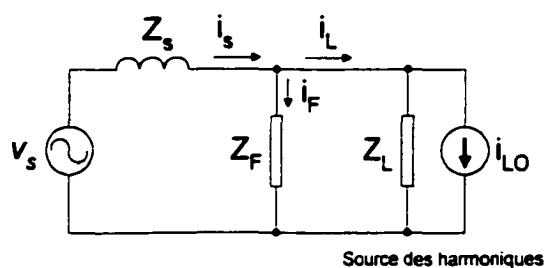
où  $Z_{Fn}$ ,  $Z_{Ln}$  et  $Z_{sn}$  sont les impédances à l'harmonique d'ordre  $n$  des filtres passifs, de la charge et de la ligne, respectivement. Étant donné que l'impédance équivalente de la charge non linéaire est élevée, le filtre passif est alors capable d'absorber les courants harmoniques aux fréquences de syntonisation. Pour l'harmonique de rang  $n$ , le taux d'atténuation des courants harmoniques dans la source est alors donné par :

$$\frac{I_{sn}}{I_{Ln}} = \left| \frac{Z_{Fn}}{Z_{sn} + Z_{Fn}} \right| \quad (1.9)$$

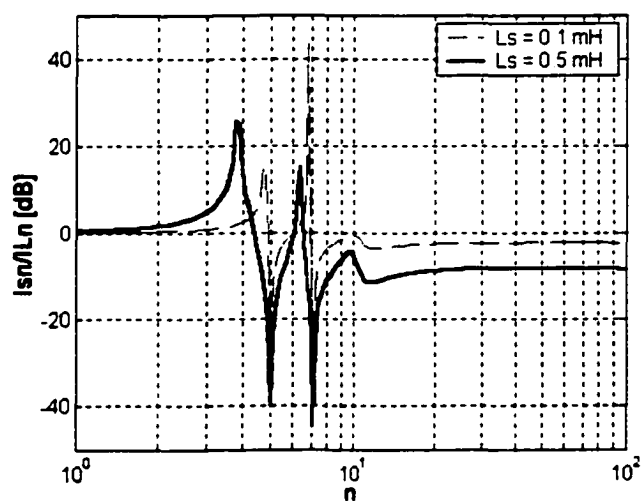
$I_{sn}$  et  $I_{Ln}$  sont les valeurs efficaces des courants harmoniques de rang  $n$  dans la source et dans la charge non-linéaire, respectivement. La relation (1.9) indique que la compensation s'améliore lorsque l'inductance de la ligne est plus élevée. Par conséquent, une inductance supplémentaire doit parfois être insérée du côté de la source. La figure 1.16(c) montre le taux d'atténuation des harmoniques en dB en fonction du rang harmonique  $n$ . L'effet de l'inductance de la source est aussi montré.



(a)



(b)



(c)

Figure 1.16 Filtrés passifs shunts raccordés à l'entrée d'une charge non linéaire type source de courants harmoniques. (a) Représentation unifilaire du système. (b) Circuit équivalent. (c) Caractéristiques de compensation.

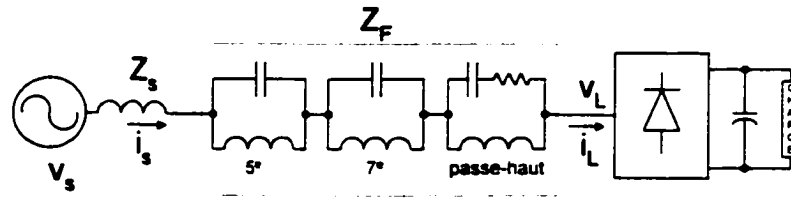
D'ailleurs, la prolifération des charges non linéaires ayant comme étage d'entrée un pont à diodes avec un condensateur du côté continu, a nécessité l'utilisation des filtres passifs séries. Pour ce type de charge, dites sources de tensions harmoniques ( $Z_L$  est très faible), les filtres passifs shunts sont incapables d'avoir de bonnes caractéristiques de compensation. À la limite, lorsque l'une ou l'autre des impédances  $Z_L$  ou  $Z_s$  tend vers zéro, la compensation des filtres passifs shunts devient inexistante. La figure 1.17(a) montre une charge non linéaire type source de tensions harmoniques avec des filtres passifs séries accordés à des fréquences particulières (5<sup>e</sup>, 7<sup>e</sup> et passe-haut). Le circuit électrique équivalent est montré dans la figure 1.17(b) où la charge est représentée par son équivalent de Thévenin, soit une source de tension  $v_{LO}$  et une impédance  $Z_L$ . La tension ligne à ligne  $v_{LO}$  est un signal carré de 120° idéal. Par conséquent, le module de l'admittance harmonique d'ordre  $n$  s'écrit :

$$\frac{I_{sn}}{V_{LOn}} = \left| \frac{1}{Z_{sn} + Z_{Fn} + Z_{Ln}} \right| \quad (1.10)$$

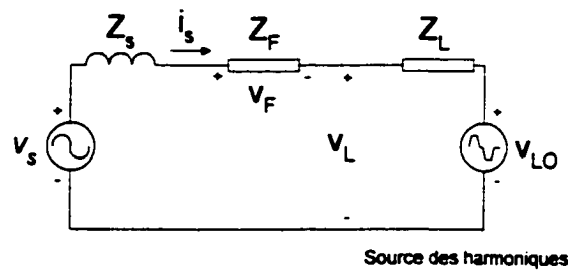
Cette relation montre que les filtres séries sont capables de compenser les tensions harmoniques engendrées par une charge non linéaire. De plus, une inductance nulle de la source n'empêche pas le bon fonctionnement du filtre. Les caractéristiques de la compensation peuvent alors être obtenues par :

$$\frac{I_{sn}}{V_{Ln}} \approx \left| \frac{1}{Z_{Fn}} \right| \quad (1.11)$$

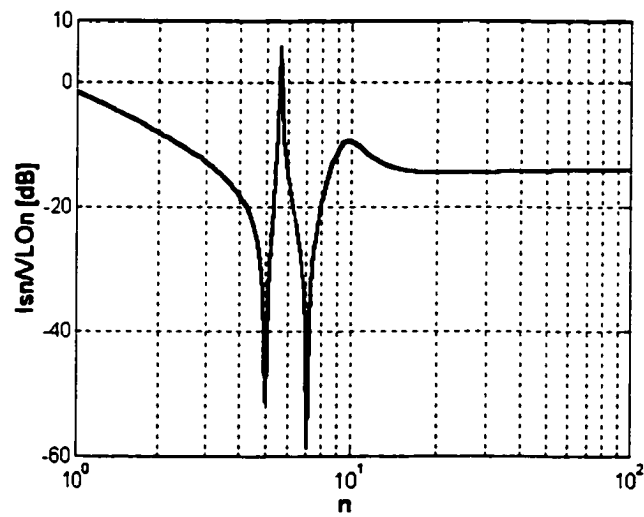
La figure 1.17(c) montre les caractéristiques de compensation. D'ailleurs, avec compensation, le courant sinusoïdal résultant traverse les filtres passifs séries et la composante harmonique dans la tension  $v_L$  est appliquée aux bornes des filtres où s'ajoute la chute de tension  $v_{F1}$  à la fréquence fondamentale. La chute de tension  $v_{F1}$  est due aux inductances des filtres car presque tout le courant fondamental les traverse (dans l'exemple de la figure 1.17(c) cette chute est de -0.92 dB ou 9%). En plus, l'isolation des tensions harmoniques implique que  $v_L \approx v_{LO}$ . De là  $v_L$  devient un signal carré de 120° dont le THD est inférieur à 31%. Par conséquent, la puissance apparente des filtres est la somme quadratique des deux composantes, soit 32% de la puissance de la charge.



(a)



(b)



(c)

Figure 1.17 Filtres passifs séries installés à l'entrée d'une charge non linéaire type source de tensions harmoniques. (a) Représentation unifilaire du système. (b) Circuit équivalent. (c) Caractéristiques de compensation.



Les filtres passifs ont cependant les démérites suivants :

- Leur impédance peut provoquer les résonances série ou parallèle avec l'impédance de la ligne, lesquelles aggravent la distorsion des courants.
- D'avoir une compensation fixe de la puissance réactive indépendamment de l'état de la charge.
- De se surcharger lorsque la tension de la source comporte des harmoniques.
- D'être encombrant et de causer des vibrations.

#### **1.4.2.2 Filtrage actif**

Les filtres actifs représentent la solution alternative des filtres passifs. Les recherches sur les moyens de mitigation des harmoniques par l'utilisation des filtres actifs se sont multipliées dans la littérature depuis que L. Gyugyi a initié les premières structures, [17]. Durant les vingt dernières années et jusqu'à présent, de nouvelles approches du point de vue structure, contrôle et analyse des filtres actifs sont publiées [18], [19].

Il existe un grand nombre de topologies de filtres actifs, [20] - [31]. Ces filtres peuvent être monophasés ou triphasés. Ces derniers peuvent à leur tour être à trois fils ou à quatre fils lorsque le courant du fil neutre cause un problème, [2]. Il existe cependant deux structures de base pour les convertisseurs usuels, soient les configurations parallèle et série.

La figure 1.18 montre la configuration d'un filtre actif shunt susceptible de remplacer un filtre passif shunt. Le filtre est un pont à six interrupteurs avec six diodes anti-parallèles. Il doit injecter un courant harmonique de même amplitude et en opposition de phase avec la composante harmonique dans le courant de la charge non-linéaire. Il se comporte ainsi comme une source de courant afin de compenser le courant harmonique dans la source.

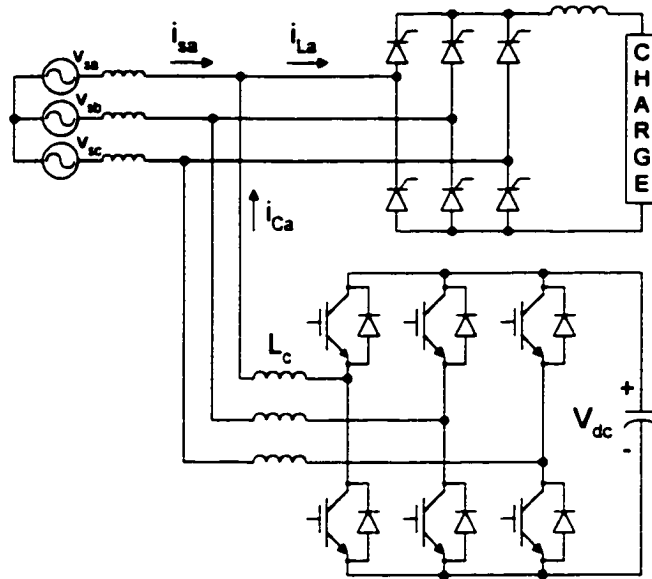


Figure 1.18 Filtre actif shunt pour compenser une charge non linéaire source de courants harmoniques.

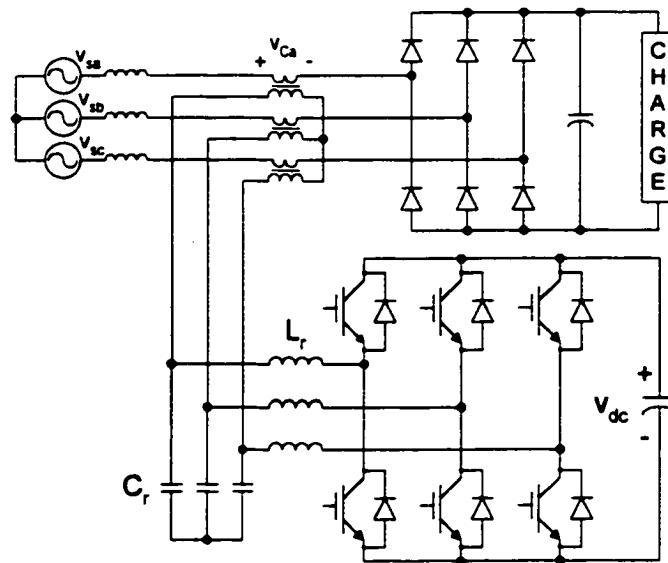


Figure 1.19 Filtre actif série pour compenser une charge non linéaire source de tensions harmoniques.

Dans la figure 1.19, le filtre actif est branché en série avec la ligne pour remplacer un filtre passif série. Dans ce cas il doit imposer une tension harmonique de même amplitude et en opposition de phase avec la composante harmonique dans les tensions de la charge. De cette façon, il se comporte comme une impédance très élevée à la fréquence des harmoniques en série avec la ligne pour empêcher les courants harmoniques de se propager vers la source.

Ces deux structures de base sont du type source de tension puisque le côté continu possède un condensateur s'opposant à la variation de la tension à ses bornes. Des convertisseurs type source de courant peuvent aussi être utilisés. Dans ce cas le côté continu comportera une inductance s'opposant à la variation du courant qui la traverse. Ceux-ci sont pourtant moins utilisés à cause de leur faible rendement.

D'ailleurs, le comportement d'un filtre actif repose généralement sur cinq éléments :

- 1) La topologie choisie.
- 2) La technique du calcul de la composante de référence harmonique.
- 3) Le modèle utilisé pour l'application de la commande.
- 4) La technique de modulation des signaux de commande des interrupteurs du filtre actif.
- 5) La commande en boucle fermée.

Dans le chapitre 2, nous examinerons le rôle et les options de chacun de ces éléments.

### **1.4.2.3 Filtrage hybride**

Des combinaisons entre les filtres actifs et les filtres passifs sont souvent utilisées afin de réduire la capacité du filtre actif tout en associant ensemble les avantages de chacun. Parmi ces compensateurs hybrides nous mentionnons la configuration du filtre actif en série avec le filtre passif shunt, [22], [28]. Dans ce cas le filtre passif absorbe tous les

harmoniques engendrés par la charge non-linéaire et le filtre actif aura pour rôle d'améliorer d'une façon dynamique les caractéristiques du filtrage. Les différentes topologies de ces filtres seront montrées dans le paragraphe 2.5 et quelques-unes seront étudiées plus profondément dans le chapitre 5.

#### 1.4.2.4 Conditionneur unifié de la qualité de l'onde

Selon l'application, l'une ou l'autre des topologies de filtres actifs ou hybrides peut avoir la meilleure performance. Cependant, la topologie universelle pouvant effectuer la compensation de la plupart des imperfections rencontrées dans le réseau électrique demeure le "conditionneur unifié de l'énergie", [30], [31]. La charge non-linéaire peut dans ce cas être de n'importe quelle nature. Cette topologie est obtenue en combinant ensemble un filtre actif parallèle et un filtre actif série comme l'illustre la figure 1.20(a) pour une charge non-linéaire du type source de courants harmoniques.

Pour la compensation harmonique, le filtre actif série peut être commandé pour imposer une tension harmonique proportionnelle à la composante harmonique dans les courants de la source ( $v_{Cn} = G_1 \cdot i_{sn}$ ); le filtre actif shunt peut être commandé pour injecter un courant proportionnel à la tension harmonique aux bornes de la charge ( $i_{Cn} = G_2 \cdot v_{Ln}$ ). Par conséquent, le circuit équivalent de la circulation des harmoniques est montré dans la figure 1.20(b). Les caractéristiques de compensation tirées de la figure 1.20(b) sont :

$$v_{Ln} = -\frac{Z_{sn} + G_1}{(Z_{sn} + G_1)(1/Z_{Ln} - G_2) + 1} i_{Lo_n} + \frac{1}{(Z_{sn} + G_1)(1/Z_{Ln} - G_2) + 1} v_{sn} \quad (1.12)$$

$$i_{sn} = \frac{1}{(Z_{sn} + G_1)(1/Z_{Ln} - G_2) + 1} i_{Lo_n} + \frac{1/Z_{Ln} - G_2}{(Z_{sn} + G_1)(1/Z_{Ln} - G_2) + 1} v_{sn} \quad (1.13)$$

Ainsi, pour un choix adéquat des fonctions  $G_1$  et  $G_2$ , le courant dans la source devient sinusoïdal et les tensions aux bornes de la charge restent décontaminées.

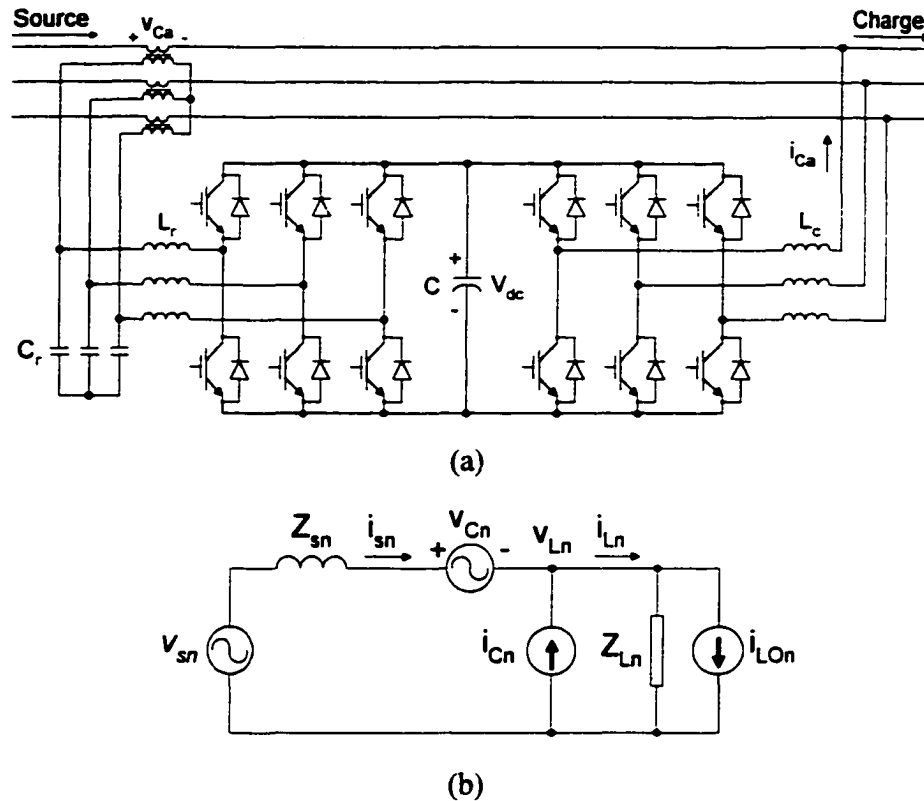


Figure 1.20 Conditionneur unifié de la qualité de l'énergie. (a) Configuration. (b) Circuit équivalent des harmoniques avec une charge source de courants harmoniques.

### 1.5 Compensation des creux et des interruptions

Les creux de tension deviennent un souci majeur en matière de la qualité de l'onde. En conséquence, les investigations des techniques de mitigation des creux reçoivent de plus en plus d'importance. Des dispositifs conventionnels tels que les sources d'alimentation sans interruption, les transformateurs à ferro-résonance et les groupes moteur-générateur, sont susceptibles de mitiger le problème à un certain point. Cependant, ces moyens ont leurs inconvénients et limites, particulièrement en matière de coût, performance et puissance maximale. Un moyen plus intéressant pour la mitigation des creux est l'utilisation des transformateurs à rapport variable électroniquement. D'autres

moyens plus récents tels que les convertisseurs de puissance déjà utilisés comme filtres actifs et compensateurs statiques deviennent plus compétitifs et attrayants pour la compensation des creux. Ces dispositifs attirent davantage l'attention grâce à l'évolution de la technologie des éléments de stockage de l'énergie comme les inductances supraconductrices [60], les super-condensateurs, les nouvelles batteries d'accumulateurs, et les volants d'inertie "flywheel" tournant à haute vitesse et stockant de l'énergie cinétique [61].

Les transformateurs à ferro-résonance sont capables de maintenir une tension constante aux bornes de l'enroulement secondaire sur une marge de variation de la tension aux bornes de l'enroulement primaire. Pour cela, un condensateur est branché aux bornes de l'enroulement tertiaire. Le rôle du condensateur est de stabiliser le point de fonctionnement, à la fréquence fondamentale du réseau, indépendamment des variations de la tension au primaire. D'autre terme, le flux dans le noyau est indépendant de la tension au primaire. L'énergie emmagasinée dans l'enroulement ferro-résonant assure le maintien de la tension en présence d'un creux durant un temps limité. Cependant, le fonctionnement de ces transformateurs est parfois affecté par les variations de la charge.

Les transformateurs à rapport variable à l'aide d'un dispositif électronique utilisant des interrupteurs statiques rapides représentent une solution aux creux de tension. Cette solution peut aussi bien être dédiée à des charges particulièrement sensibles comme elle peut être envisagée pour les transformateurs normaux de distribution. Ces transformateurs corrigent l'amplitude de la tension pour des creux de courtes ou de longues durées.

Des équipements de régulation et sources de secours à base de convertisseurs de puissance sont en voie de développement pour résoudre les problèmes des creux et des interruptions. Les sources de secours shunt ou série sont identiques du point de vue structure et connexion aux filtres actifs dans la figure 1.18 et la figure 1.19. La source de

secours série-parallèle est identique au filtre actif unifié dans la figure 1.20(a). Les principes de réalisation d'une source shunt ou série sont montrés dans la figure 1.21(a) et la figure 1.21(b), respectivement.

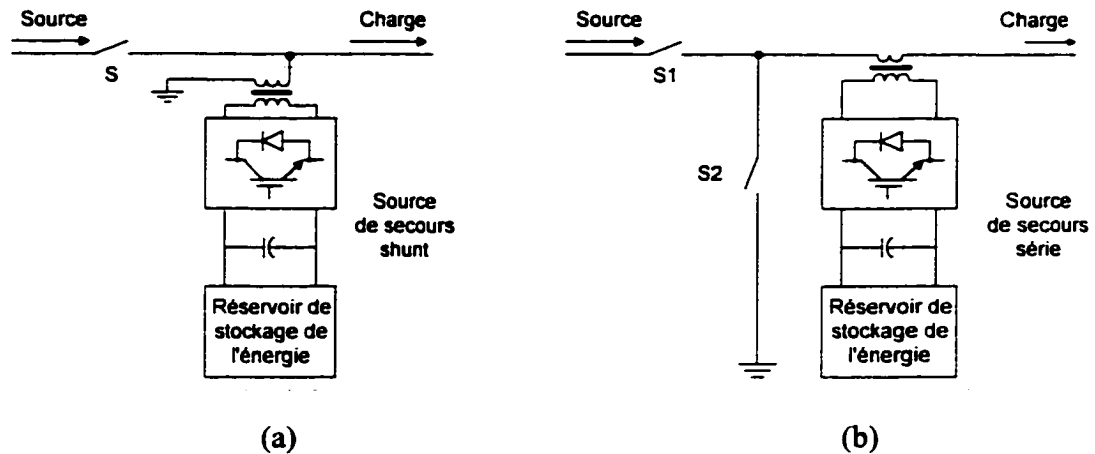


Figure 1.21 Sources de secours. (a) À l'aide d'un convertisseur shunt. (b) À l'aide d'un convertisseur série.

Dans le cas de la source de secours shunt, l'interrupteur statique S est fermé en permanence durant les conditions normales de la tension et durant la régulation en cas de creux. Cependant, en cas d'interruption d'au moins une phase, l'interrupteur statique S s'ouvre et la source de secours assure l'alimentation de la charge. Au retour du secteur, une synchronisation s'impose avant la re-fermeture de S. D'ailleurs, le principe de la régulation de la tension aux bornes de la charge consiste, en cas de creux limité, à injecter un courant réactif afin de remonter la tension au point de raccordement. Cependant, pour la correction de l'amplitude et du déphasage de la tension, le convertisseur doit fournir aussi de la puissance active. De plus, le courant injecté par le convertisseur produit une tension proportionnelle à l'impédance  $Z_s$  de la source. Lorsque  $Z_s$  est très faible, le courant de compensation devient très élevé. En effet, considérons le circuit équivalent dans la figure 1.22 représentant le fonctionnement du convertisseur shunt durant la compensation d'un creux de tension.

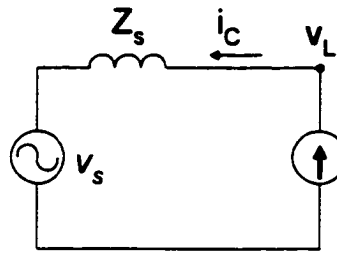


Figure 1.22 Circuit équivalent durant la compensation d'un creux.

La figure 1.22 permet d'écrire l'expression du courant de compensation comme suit :

$$\bar{I}_C = \frac{\bar{V}_L - \bar{V}_s}{Z_s} \quad (1.14)$$

Selon (1.14), le courant nécessaire pour la compensation peut devenir excessif lorsque  $Z_s$  est très faible. Par conséquent, la mitigation des creux de tension dus à un défaut survenant dans le voisinage et au même niveau de la tension de la charge est pratiquement impossible. Lorsqu'un défaut survient en amont du transformateur d'alimentation de la charge, l'impédance de fuite du transformateur peut être suffisante pour permettre au convertisseur de compenser le creux dans les limites de sa capacité.

Dans le cas de la source de secours série, l'interrupteur  $S_1$  est fermé et  $S_2$  est ouvert durant les conditions normales et durant les creux. En cas d'interruption  $S_1$  s'ouvre et  $S_2$  se ferme simultanément afin de permettre à la source de secours d'alimenter la charge. Le principe de la régulation en cas de creux, également appelé le rétablissement dynamique de la tension, consiste à imposer une tension de compensation en série avec la ligne. Afin de maintenir la charge, il faut fournir de la puissance active. Par conséquent, lorsque le creux de la tension n'est pas sévère ou s'il n'implique pas toutes les phases, le convertisseur peut extraire la puissance directement du réseau. Cependant, lorsque la perturbation est sévère ou de longue durée, l'énergie nécessaire doit être extraite du réservoir de stockage de l'énergie.



## **1.6 Conclusion**

Les problèmes de la qualité de l'onde électrique sont multiples et de natures différentes. Plus que jamais la question de la qualité de l'onde représente un domaine séparé. Depuis les lignes de transmission de la haute tension jusqu'aux appareils domestiques, des problèmes reliés aux phénomènes naturels et aux interférences causées par des récepteurs polluants font appel à des solutions dynamiques très variées. Ces solutions deviennent de plus en plus réalisables grâce au développement rapide dans la technologie des interrupteurs à base de semi-conducteurs.

Les équipements de mitigation commencent à être présents sur les lignes de transport et de distribution des réseaux électriques. Ils sont aussi parfois présents à l'intérieur des usines près des charges polluantes. La commande et les topologies de ces équipements demeurent toutefois des sujets d'étude très intéressants dont le but est d'arriver à en optimiser l'exploitation. Le chapitre 2 traitera des différents aspects entourant un dispositif de filtrage fonctionnel. Les différents éléments constituant un filtre actif seront étudiés du point de vue principes d'application et options offertes aux concepteurs.

## **CHAPITRE 2**

### **ÉLÉMENTS DU FILTRAGE ACTIF**

#### **2.1 Introduction**

Le filtrage actif, comme moyen de compensation des harmoniques, est de plus en plus utilisé pour réaliser des interfaces de dépollution entre les réseaux électriques et les récepteurs polluants. Le rendement économique des filtres actifs est important pour le fournisseur d'énergie qui éprouve à cause des harmoniques des pertes considérables dans les transformateurs et les lignes et de l'interaction entre la source et les charges. Le consommateur est aussi concerné car la pollution harmonique et l'interaction entre les charges provoquent des défaillances du secteur et des récepteurs, et détériorent la productivité.

D'ailleurs, un dispositif de filtrage actif est caractérisé par plusieurs éléments qui influencent ensemble la performance du filtrage. Dans ce chapitre nous traitons de ces éléments constituant un filtre actif. Nous rappelons tout d'abord les notions des puissances en triphasé. Puis nous abordons les aspects de modélisation des convertisseurs triphasés. Le modèle dynamique des filtres est essentiel pour l'application de la commande. Ensuite, nous révisons les différentes techniques d'extraction des références harmoniques pour la compensation, dont certains font appel aux notions des puissances. Par la suite, certaines configurations possibles des filtres sont montrées. La sélection d'une configuration dépend des compensations souhaitées et de la nature des charges polluantes. En plus, la configuration influence le choix de la stratégie de commande. Les principales techniques pour la modulation des consignes utilisées dans les filtres actifs sont ensuite examinées. Les critères de sélection des valeurs des éléments réactifs sont abordés vu que ces valeurs ont un effet important sur la stabilité de la commande en boucle fermée. Enfin, les stratégies de commande traditionnelles

sont abordées et la façon usuelle de commander un filtre actif est considérée en utilisant deux exemples.

## 2.2 Puissances en triphasé

Les notions des puissances en triphasé sont indispensables pour l'étude des filtres actifs triphasés vu que ces filtres doivent échanger des puissances active et réactive instantanées avec le réseau afin d'effectuer les compensations nécessaires. À cette fin, considérons un système triphasé comme le montre la figure (2.1). où,  $v_a$ ,  $v_b$  et  $v_c$  sont les tensions simples du réseau.  $i_a$ ,  $i_b$  et  $i_c$  sont les courants de la ligne.

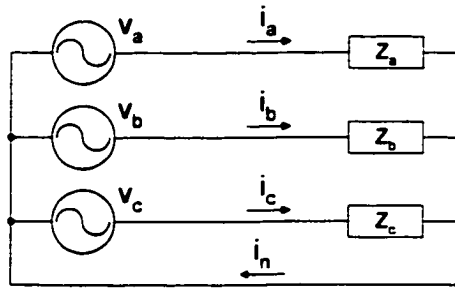


Figure 2.1 Système triphasé à quatre fils.

Les tensions simples et les courants peuvent être transformés du système d'axes 'abc' au système d'axes ' $\alpha\beta 0$ ' comme suit :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

La relation entre le courant  $i_n$  dans le fil neutre de la figure 2.1 et le courant  $i_0$  de séquence zéro dans l'équation (2.2), est la suivante :

$$i_0 = \frac{1}{\sqrt{3}} i_n \quad (2.3)$$

où  $i_n = i_a + i_b + i_c$

### 2.2.1 Théorie des puissances instantanées pq

La théorie des puissances pq appelée aussi la théorie des puissances active et réactive instantanées [38], est basée sur la transformation abc/ $\alpha\beta$ 0.

La puissance active totale triphasée instantanée p est :

$$\begin{aligned} p &= v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c \\ &= v_0 i_0 + v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta \end{aligned} \quad (2.4)$$

et la puissance réactive totale triphasée instantanée q est définie comme étant :

$$q = v_\alpha i_\beta - v_\beta i_\alpha \quad (2.5)$$

En l'absence de fil neutre la relation (2.3) permet d'écrire que  $i_0 = 0$ . Dans ce cas, la transformation des axes est illustrée dans la figure 2.2.

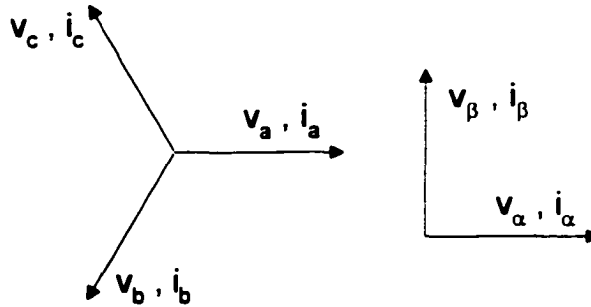


Figure 2.2 Transformation d'axes de 'abc' à ' $\alpha\beta$ ' sans fil neutre.

L'écriture des puissances instantanées sera simplifiée comme suit :

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Les courants dans le plan ' $\alpha\beta$ ' seront :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

où  $\Delta = v_\alpha^2 + v_\beta^2$  représente une valeur constante lorsque le système des tensions simples est équilibré.

La relation (2.7) peut être réécrite comme suit :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ 0 \end{bmatrix} + \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{\alpha p} \\ i_{\beta p} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{\alpha q} \\ i_{\beta q} \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

où  $i_{\alpha p}$ ,  $i_{\alpha q}$ ,  $i_{\beta p}$  et  $i_{\beta q}$  sont le courant instantané actif sur l'axe ' $\alpha$ ', le courant instantané réactif sur l'axe ' $\alpha$ ', le courant instantané actif sur l'axe ' $\beta$ ' et le courant instantané réactif sur l'axe ' $\beta$ ', respectivement. Cela donne :

$$\begin{aligned} p &= v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta \\ &= v_\alpha i_{\alpha p} + v_\beta i_{\beta p} + v_\alpha i_{\alpha q} + v_\beta i_{\beta q} \\ &= p_{\alpha p} + p_{\beta p} + p_{\alpha q} + p_{\beta q} \end{aligned}$$

où  $p_{\alpha p} = v_\alpha i_{\alpha p}$ ,  $p_{\beta p} = v_\beta i_{\beta p}$ ,  $p_{\alpha q} = v_\alpha i_{\alpha q}$  et  $p_{\beta q} = v_\beta i_{\beta q}$  sont la puissance active instantanée sur l'axe ' $\alpha$ ', la puissance active instantanée sur l'axe ' $\beta$ ', la puissance réactive instantanée sur l'axe ' $\alpha$ ' et la puissance réactive instantanée sur l'axe ' $\beta$ ', respectivement.

Or, remarquons que :

$$p_{\alpha q} + p_{\beta q} = v_\alpha \left( -\frac{v_\beta}{\Delta} q \right) + v_\beta \left( \frac{v_\alpha}{\Delta} q \right) = 0 \quad (2.9)$$

La puissance active instantanée est donc :

$$\begin{aligned} p &= v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta \\ &= v_\alpha i_{\alpha p} + v_\beta i_{\beta p} \\ &= p_{\alpha p} + p_{\beta p} \end{aligned} \quad (2.10)$$

### 2.2.2 Théorie modifiée des puissances instantanées pq

Une variante de la théorie des puissances instantanées pq présentée ci-haut est aussi utilisée [39]. Cette méthode, nommée la théorie modifiée des puissances instantanées,

est adéquate dans le cas où la source de tensions triphasées est déséquilibrée. La puissance active instantanée  $p$  et la puissance réactive instantanée  $q$  sont définies comme étant le résultat du produit entre les trois tensions de phase et les courants comme suit :

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_a & v_b & v_c \\ v'_a & v'_b & v'_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

où  $v'_a$ ,  $v'_b$  et  $v'_c$  sont les coordonnées orthogonales (en retard de  $90^\circ$ ) des tensions simples respectivement  $v_a$ ,  $v_b$  et  $v_c$ .

Avec l'hypothèse d'un système triphasé sans neutre, la somme des courants de phases est nulle ( $i_a + i_b + i_c = 0$ ). La relation (2.11) devient :

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_a - v_c & v_b - v_c \\ v'_a - v'_c & v'_b - v'_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

Les courants s'écrivent :

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta'} \begin{bmatrix} v'_b - v'_c & v_c - v_b \\ v'_c - v'_a & v_a - v_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

où  $\Delta' = (v_a - v_c)(v'_b - v'_c) - (v_b - v_c)(v'_a - v'_c)$

Dans le cas où le système des tensions est équilibré, les tensions simples orthogonales sont obtenues d'après les expressions suivantes :

$$v'_a = \frac{v_b - v_c}{\sqrt{3}}, \quad v'_b = \frac{v_c - v_a}{\sqrt{3}}, \quad v'_c = \frac{v_a - v_b}{\sqrt{3}} \quad (2.14)$$

Lorsque (2.14) est valable, les deux méthodes du calcul de la puissance réactive donnent les mêmes valeurs absolues de la puissance réactive. Cela est dû au fait que la théorie des puissances instantanées est un cas particulier de la théorie modifiée.

### 2.2.3 Puissances moyennes et facteur de puissance

Les puissances active et réactive moyennes peuvent être obtenues d'après les puissances instantanées définies dans la relation (2.11). En effet la puissance active moyenne s'écrit :

$$\begin{aligned} P &= \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} p dt \\ &= \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} (v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c) dt \end{aligned} \quad (2.15)$$

et la puissance réactive moyenne est :

$$\begin{aligned} Q &= \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} q dt \\ &= \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} (v'_a i_a + v'_b i_b + v'_c i_c) dt \end{aligned} \quad (2.16)$$

où  $T$  est la période fondamentale du réseau et  $t_0$  est un instant arbitraire. Dans le cas général où le système équilibré des tensions simples comporte une composante harmonique, les expressions de ces tensions sont écrites sous la forme suivante :

$$\begin{aligned} v_a &= \sum_{n=1}^{\infty} \hat{V}_n \cos(n\omega t + \psi_n) \\ v_b &= \sum_{n=1}^{\infty} \hat{V}_n \cos(n\omega t + \psi_n - 2\pi/3) \\ v_c &= \sum_{n=1}^{\infty} \hat{V}_n \cos(n\omega t + \psi_n + 2\pi/3) \end{aligned} \quad (2.17)$$

Également les expressions des courants dans les trois phases sont :

$$\begin{aligned} i_a &= \sum_{n=1}^{\infty} i_{a_n} = \sum_{n=1}^{\infty} \hat{I}_n \cos(n\omega t - \phi_n) \\ i_b &= \sum_{n=1}^{\infty} i_{b_n} = \sum_{n=1}^{\infty} \hat{I}_n \cos(n\omega t - \phi_n - 2\pi/3) \\ i_c &= \sum_{n=1}^{\infty} i_{c_n} = \sum_{n=1}^{\infty} \hat{I}_n \cos(n\omega t - \phi_n + 2\pi/3) \end{aligned} \quad (2.18)$$

Les tensions orthogonales au système triphasé sont :

$$\begin{aligned}
v'_a &= \sum_{n=1}^{\infty} \hat{V}_n \sin(n\omega t + \psi_n) \\
v'_b &= \sum_{n=1}^{\infty} \hat{V}_n \sin(n\omega t + \psi_n - 2\pi/3) \\
v'_c &= \sum_{n=1}^{\infty} \hat{V}_n \sin(n\omega t + \psi_n + 2\pi/3)
\end{aligned} \tag{2.19}$$

La substitution de (2.17), (2.18) et (2.19) dans (2.15) et (2.16) permet l'obtention des puissances moyennes P et Q :

$$P = \frac{3}{2} \sum_{n=1}^{\infty} \hat{V}_n \hat{I}_n \cos(\psi_n + \phi_n) = \frac{3}{2} \sum_{n=1}^{\infty} \hat{V}_n \hat{I}_n \cos(\theta_n) \tag{2.20}$$

$$Q = \frac{3}{2} \sum_{n=1}^{\infty} \hat{V}_n \hat{I}_n \sin(\psi_n + \phi_n) = \frac{3}{2} \sum_{n=1}^{\infty} \hat{V}_n \hat{I}_n \sin(\theta_n) \tag{2.21}$$

où  $\theta_n = \psi_n + \phi_n$  est le déphasage entre tensions et courants harmoniques de rang n. Les termes continus des intégrales résultent alors des composantes de tensions et courants de même rang.

La puissance apparente est définie comme étant le produit entre les termes efficaces de la tension et du courant :

$$S = V_a I_a + V_b I_b + V_c I_c = 3VI \tag{2.22}$$

où  $V = \sqrt{\frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} \hat{V}_n^2}$  et  $I = \sqrt{\frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} \hat{I}_n^2}$  sont respectivement les valeurs efficaces de la tension simple et du courant de ligne.

Ces définitions des puissances moyennes active et réactive permettent l'introduction d'une quantité D représentant ce qu'on appelle "la puissance de distorsion". L'unité de D sera en "voltampères de distorsion". Cette quantité n'est pas en réalité une puissance puisque son écoulement dans le réseau ne correspond pas à celui d'une puissance proprement dite. Dans ce concept, D représente les produits de tensions et courants de fréquences différentes, ne créant aucune puissance moyenne. La relation suivante existe entre D et les puissances P, Q et S :



$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} \quad (2.23)$$

La figure 2.3 montre la liaison entre les composantes de la puissance apparente vues comme étant les coordonnées d'un système cartésien constitué d'un triplet d'axes.

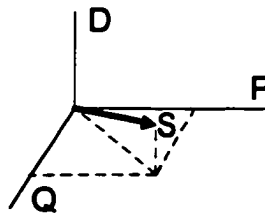


Figure 2.3 La liaison entre les composantes de S.

Le facteur de puissance  $F_p$  est défini comme le rapport entre la puissance active et la puissance apparente :

$$F_p = \frac{P}{S} \quad (2.24)$$

Le facteur de déplacement  $F_d$  représente le cas particulier du facteur de puissance lorsque les puissances à la fréquence fondamentale sont les seules considérées :

$$F_d = \cos \theta_1 \quad (2.25)$$

Il est à mentionner que les condensateurs de relèvement du facteur de puissance fournissent seulement de la puissance réactive à la fréquence fondamentale. Par conséquent, ces condensateurs corrigent le facteur de déplacement et non pas le facteur de puissance. De plus, la distorsion dans les formes d'onde entraînant des composantes harmoniques dans les courants, ne contribue aucunement à l'écoulement de l'énergie, au contraire elle provoque des pertes. Le cas idéal est alors d'avoir un facteur de puissance unitaire.

Les notions des puissances vues ci-haut seront utiles pour certaines méthodes d'extraction de la référence pour la commande des filtres actifs comme nous le verrons dans le paragraphe 2.4.

### 2.3 Modélisation

Les convertisseurs de puissance du type CC/CA (Courant Continu / Courant Alternatif) ou du type CA/CC peuvent être modélisés en écrivant les équations différentielles de chaque phase régissant le fonctionnement. Le modèle peut par la suite être transformé dans un plan tournant pour faciliter l'élaboration de la commande [32], [33]. Cependant, la nature non-linéaire des interrupteurs de puissance rend ces modèles d'état variants dans le temps. Des méthodes de modélisation permettant la simplification ou l'élimination de ces interrupteurs sont parfois souhaitables. La technique du modèle d'état moyen [34] transforme le modèle original en un modèle simplifié invariant dans le temps. Cependant, cette méthode nécessite parfois des manipulations mathématiques laborieuses. Lorsqu'il existe plus que quatre inductances dans le système, d'autres méthodes sont envisagées pour la modélisation des convertisseurs triphasés. Deux de ces méthodes sont abordées ci-après.

#### 2.3.1 Transformation graphique D-Q

Cette méthode de modélisation graphique [35] consiste à substituer symboliquement les interrupteurs par des transformateurs à rapport de transformation variable et les éléments réactifs symétriques alternatifs par des éléments équivalents réactifs associés à des éléments rotateurs. Le modèle résultant est linéaire et permet l'utilisation des techniques d'analyse bien établies comme la méthode de Laplace. Afin de présenter la méthode par un exemple, considérons le système dans la figure 2.4. Les  $d_i$  et  $d'_i$  (où  $d'_i = 1 - d_i$ ,  $i = 1, 2, 3$ ), sont les rapports cycliques des interrupteurs selon la technique de modulation par largeur d'impulsion. La figure 2.5 montre le même circuit avec les interrupteurs

substitués par des autotransformateurs. Nous supposons que les interrupteurs et la source sont idéaux et équilibrés, que la conduction est en mode continu et que les harmoniques dus à la commutation des interrupteurs sont négligeables. La transformation graphique nécessite la segmentation du circuit original en sous-circuits comme le montre les figures 2.4 et 2.5. Le système comporte quatre sous-circuits alternatifs (A, B, C) et un sous-circuit continu (D).

La méthode permet d'obtenir un circuit global à une fréquence donnée laquelle est généralement la fondamentale des fonctions de commutation. Par conséquent, les rapports cycliques des interrupteurs sont remplacés par leurs composantes fondamentales comme suit :

$$\begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \\ d_3 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} d_m \begin{bmatrix} \sin(\omega t + \phi) \\ \sin(\omega t + \phi - 2\pi/3) \\ \sin(\omega t + \phi - 4\pi/3) \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

L'approximation faite dans la relation (2.26) signifie que le modèle sera en quelque sorte un modèle moyen.

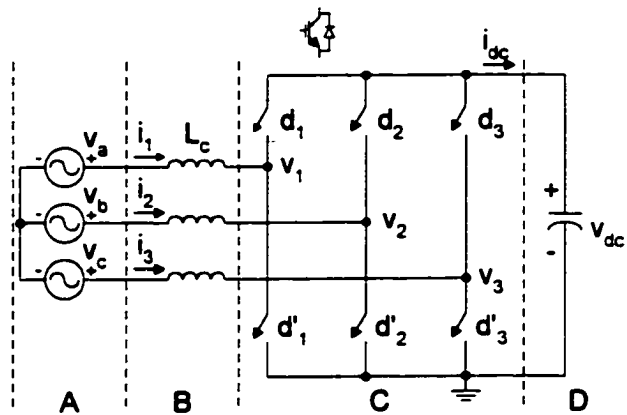


Figure 2.4 Circuit triphasé avec interrupteurs.

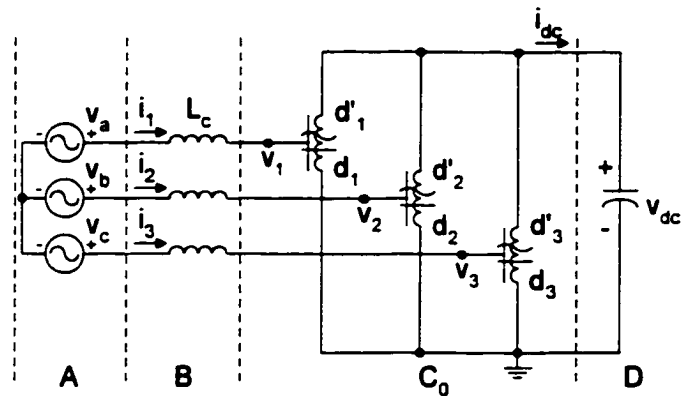


Figure 2.5 Circuit triphasé avec transformateurs.

La transformation D-Q (appelée aussi transformation des circuits au plan 'dq') se fait en transformant graphiquement et individuellement les sous-circuits de la figure 2.5 en des sous-circuits dans le plan tournant synchrone 'dq'. Les sous-circuits originaux et leurs équivalents dans le plan 'dq' sont montrés dans la figure 2.6. La transformation de la source de tension triphasée équilibrée est illustrée dans la figure 2.6(a), où la puissance instantanée est conservée. La transformation du groupe d'inductances  $L_c$  est montrée dans la figure 2.6(b). Un élément rotateur est introduit dans cette transformation permettant de coupler mutuellement les courants et tensions des deux axes 'd' et 'q'. La transformation des transformateurs à rapport variable représentant les interrupteurs du convertisseur, est montrée dans la figure 2.6(c). Le sous-circuit continu est inchangeable par la transformation D-Q.

Les sous-circuits résultants seront par la suite rassemblés en un pour obtenir le circuit global transformé, comme le montre la figure 2.7. De là, les analyses alternative et continue peuvent être menées sur le système.

Des perturbations peuvent être superposées à l'amplitude et la fréquence des rapports cycliques afin d'obtenir les fonctions de transfert des petits signaux. D'autre part, la

réponse continue du système peut être obtenue d'après la figure 2.7, en remplaçant les inductances par un court-circuit et le condensateur par un circuit-ouvert.

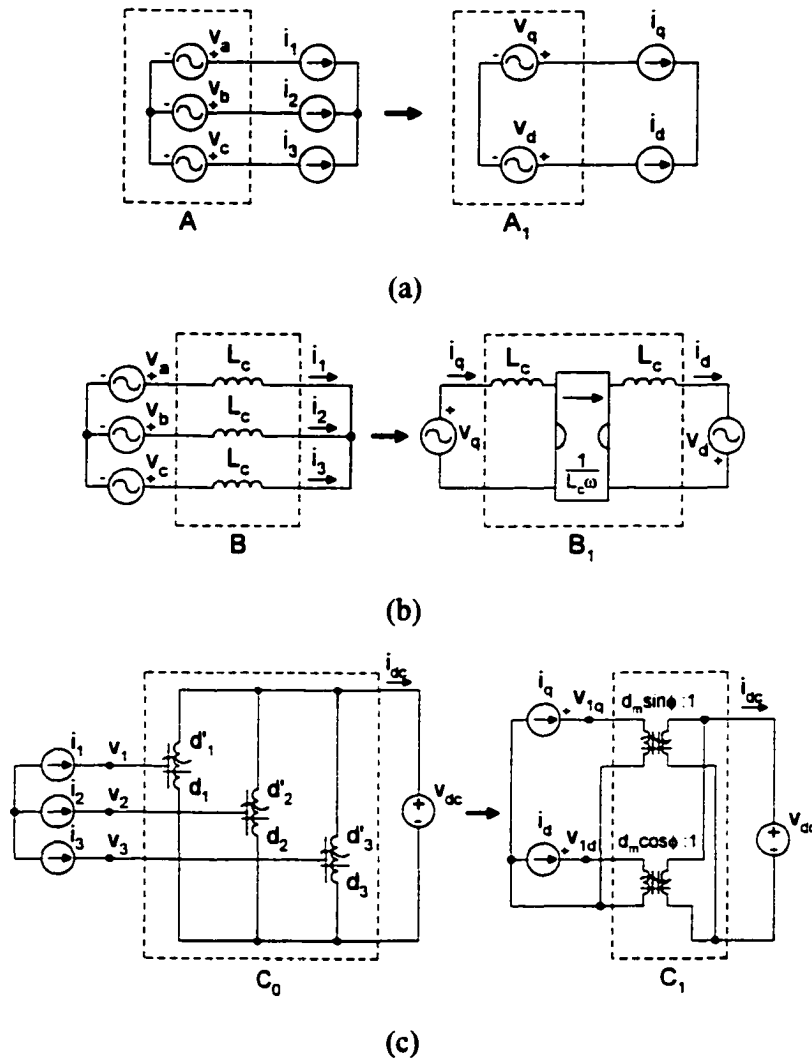


Figure 2.6 Transformation D-Q graphique des sous-circuits.

Il est à noter que cette méthode s'applique à tous les convertisseurs de puissance et les modèles obtenus sont des modèles moyens ayant toujours une composante sur l'axe 'd' et une composante sur l'axe 'q'.

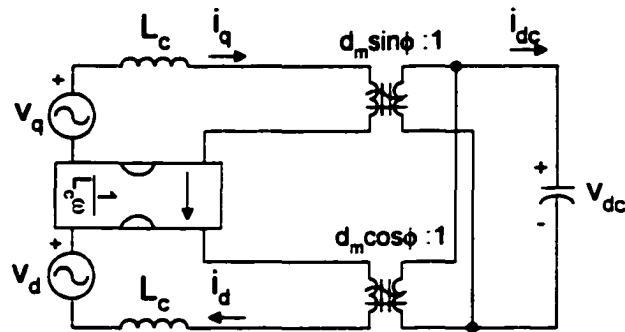


Figure 2.7 Circuit global résultant de la transformation graphique D-Q.

### 2.3.2 Transformation vectorielle des circuits

Cette autre méthode de transformation des circuits consiste à effectuer une transformation vectorielle [37]. Cette technique de modélisation est plus générale que la précédente et les modèles obtenus sont exacts et peuvent servir autant pour une analyse transitoire que pour une analyse en régime permanent. Elle adapte le principe de la représentation vectorielle d'une variable quelconque dans un système alternatif aux circuits électriques. Ainsi, les variables d'un circuit à phases multiples seront regroupées dans un vecteur unifié décrivant toute l'information dans le système. Le circuit résultant est simple et compact et facilement convertible à d'autres représentations comme le modèle équivalent par phase ou le modèle de la transformation graphique D-Q. Cette technique est aussi applicable dans le cas d'un système monophasé. D'ailleurs, la transformation vectorielle des circuits peut être effectuée à un plan stationnaire ou bien à un plan tournant.

#### 2.3.2.1 Transformation à un plan stationnaire

Toute grandeur électrique  $x(t)$  (tension ou courant) possédant une composante alternative peut être représentée par un vecteur spatial  $\bar{x}(t)$  dans un plan stationnaire.

Soient  $x_a(t)$ ,  $x_b(t)$ ,  $x_c(t)$ , les coordonnées de la variable  $x(t)$  dans le plan 'abc', le vecteur  $\bar{x}(t)$  s'écrit :

$$\bar{x}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}}(x_a(t) + x_b(t)a + x_c(t)a^2) \quad (2.27)$$

où  $a = e^{j2\pi/3}$  est un opérateur de rotation constante. Dans le cas d'un système équilibré et sinusoïdal donné par :

$$x = \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \hat{X} \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \psi) \\ \cos(\omega t + \psi - 2\pi/3) \\ \cos(\omega t + \psi - 4\pi/3) \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

le vecteur correspondant obtenu par l'application de (2.27) est :

$$\bar{x} = \sqrt{\frac{3}{2}}\hat{X}e^{j(\omega t + \psi)} \quad (2.29)$$

C'est un vecteur tournant à la pulsation  $\omega$  et d'amplitude  $\sqrt{3/2}\hat{X}$ , comme le montre la figure 2.8.

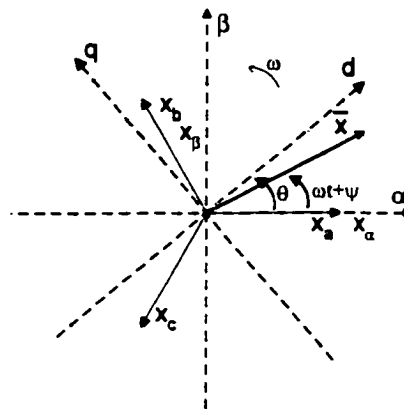


Figure 2.8 Vecteur tournant représentant trois composantes sinusoïdales.

Afin d'obtenir le circuit équivalent, cette transformation sera appliquée sur les systèmes de tensions et courants, sur les groupes triphasés de composants passifs et réactifs, sur les convertisseurs et sur les sources de tensions et courants triphasés. La procédure de transformation comporte trois étapes : la segmentation du circuit original en sous-circuit, la transformation de chaque sous-circuit, et finalement, la construction du circuit équivalent.

Appliquons la méthode pour la modélisation du circuit dans la figure 2.4. Une source de tension triphasée est modélisée par une seule source représentée par un vecteur spatial, comme le montre la figure 2.9(a). Les inductances triphasées sont modélisées par un circuit vectoriel d'une seule inductance montrée dans la figure 2.9(b). Les interrupteurs du convertisseur triphasé source de tension sont modélisés par un transformateur complexe. En effet, le vecteur spatial des fonctions de commutation est :

$$\bar{d} = d_1 + d_2 a + d_3 a^2 \quad (2.30)$$

et celui des courants à l'entrée du convertisseur :

$$\bar{i} = i_1 + i_2 a + i_3 a^2 \quad (2.31)$$

Le vecteur des tensions à l'entrée du convertisseur est :

$$\begin{aligned} \bar{v} &= v_1 + v_2 a + v_3 a^2 \\ &= d_1 v_{dc} + d_2 v_{dc} a + d_3 v_{dc} a^2 \\ &= v_{dc} \bar{d} \end{aligned} \quad (2.32)$$

Le principe de conservation de la puissance instantanée à travers les interrupteurs du convertisseur s'écrit :

$$v_1 i_1 + v_2 i_2 + v_3 i_3 = v_{dc} i_{dc}$$

ce qui est l'équivalent de :

$$\Re(\bar{v} \cdot \bar{i}^*) = v_{dc} i_{dc} \quad (2.33)$$

où  $\bar{i}^*$  est le conjugué de  $\bar{i}$  et le symbole 'Re' désigne la partie réelle.



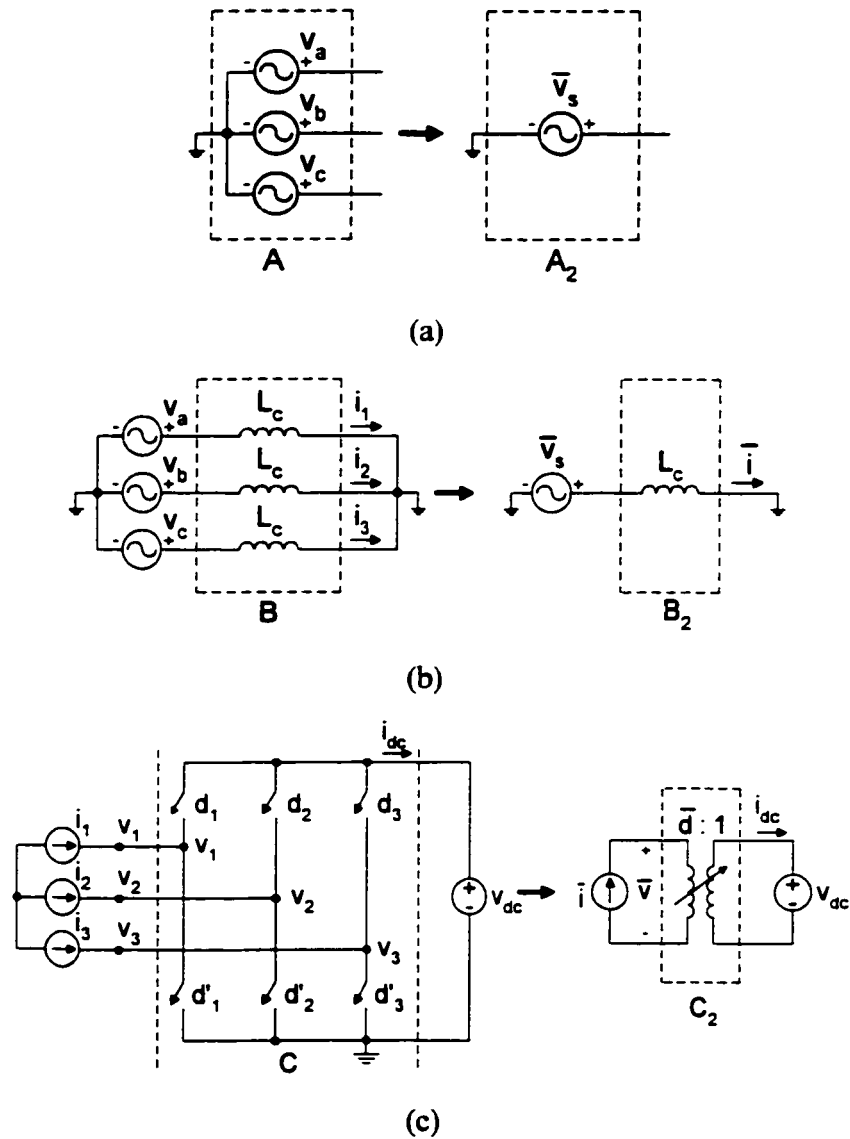


Figure 2.9 Transformation vectorielle des sous-circuits à un plan stationnaire.

La substitution de (2.32) dans (2.33) permet d'écrire :

$$\Re(\bar{i} \cdot \bar{d}^*) = i_{dc} \quad (2.34)$$

Les relations (2.32) et (2.34) démontrent que le convertisseur du sous-circuit "C" peut être modélisé par le circuit vectoriel d'un transformateur complexe, comme le montre la figure 2.9(c).

L'assemblage des sous-circuits transformés du convertisseur dans la figure 2.4 donne le circuit vectoriel global résultant, lequel est illustré dans la figure 2.10.

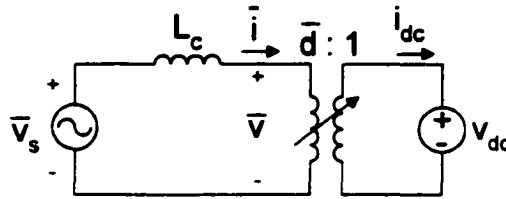


Figure 2.10 Circuit global après la transformation vectorielle au plan stationnaire.

Le plan stationnaire peut être choisi comme étant le plan  $\alpha\beta$  montré dans la figure 2.8. Le vecteur  $\bar{x}(t)$  est décomposable en deux composantes orthogonales comme suit :

$$\bar{x} = x_{\alpha} + j x_{\beta} \quad (2.35)$$

Le modèle de la figure 2.10 peut ainsi être converti analytiquement en une expression sur l'axe réel ' $\alpha$ ' et une expression sur l'axe imaginaire ' $\beta$ '.

### 2.3.2.2 Transformation à un plan tournant

La transformation du vecteur  $\bar{x}$  en un plan tournant permet d'obtenir un modèle invariant dans le temps. Désignons  $\bar{x}^e$  ce vecteur dans le plan tournant :

$$\bar{x}^e(t) = \bar{x}(t) e^{j\theta(t)} \quad (2.36)$$

où l'angle  $\theta(t)$  est une fonction linéaire de la pulsation  $\omega$  :  $\theta(t) = \pm\omega t + \theta_0$ .

Afin de transformer le circuit de la figure 2.4, il faut noter que seule la transformation des inductances a une forme différente de celle de la transformation à un plan stationnaire. En fait, le sous-circuit résultant dans un plan tournant fait apparaître une résistance imaginaire en série avec l'inductance comme le montre la figure 2.11.

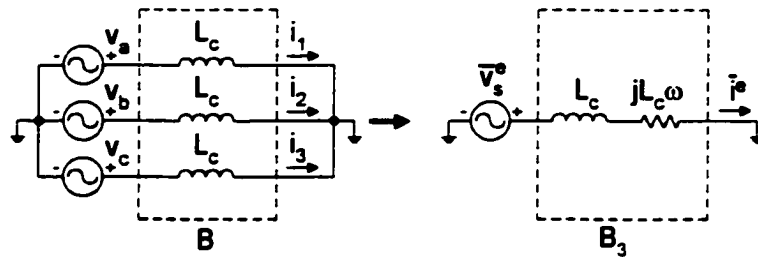


Figure 2.11 Transformation vectorielle des inductances au plan tournant.

Le circuit global résultant de la transformation vectorielle des sous-circuits de la figure 2.4 est donné dans la figure 2.12.

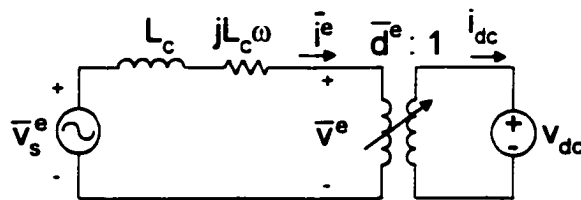


Figure 2.12 Circuit global après la transformation vectorielle au plan tournant.

Le modèle obtenu peut être décomposé en une partie réelle et une partie imaginaire selon la relation :

$$\bar{x}^e = x_d^e + jx_q^e \quad (2.37)$$

Cela permet l'obtention d'un modèle analytique identique à celui qui peut être déduit de la méthode graphique D-Q. Le modèle graphique dans la figure 2.12 est plus simple et est plus général que le modèle à deux axes dans la figure 2.7.

Il est à mentionner que le modèle dynamique d'un filtre actif sera utilisé pour l'étude de la stabilité et l'élaboration de la stratégie de commande en boucle fermée, comme nous le verrons dans le paragraphe 2.8. Par ailleurs, l'extraction de la référence harmonique est un autre aspect indispensable pour la commande et sera abordée dans le paragraphe suivant.

## 2.4 Extraction des courants de référence

La stratégie adoptée pour la détermination des signaux de référence représente un élément principal dans la commande des filtres actifs. Afin de pouvoir expliquer le principe et l'utilité de cet élément, nous montrons dans la figure 2.13 un dispositif de filtrage actif en schéma bloc synoptique incluant tous les éléments nécessaires au fonctionnement du filtre. Dans cette figure, l'adoption de la configuration d'un filtre actif shunt aide à clarifier les idées sans toutefois affecter la généralité de l'étude.

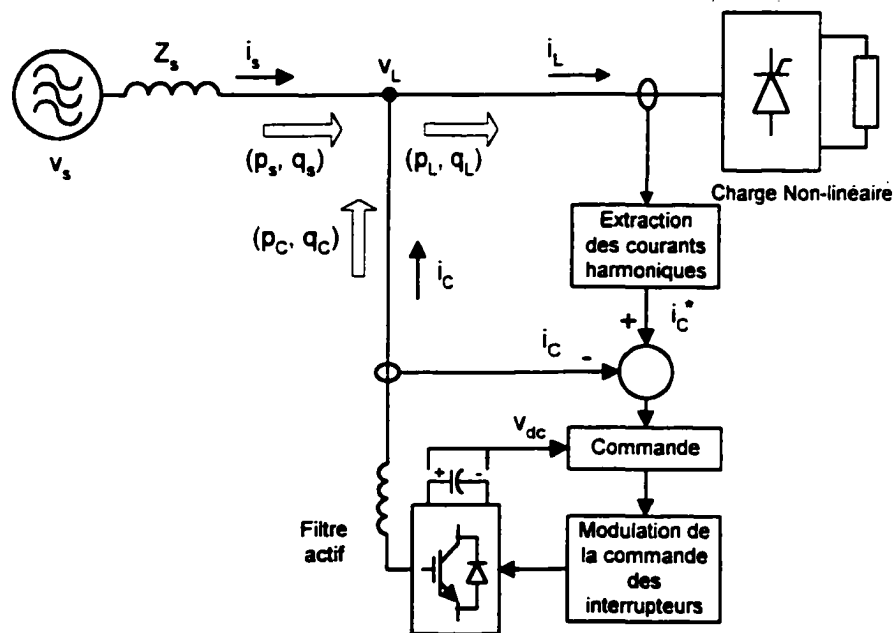


Figure 2.13 Schéma synoptique de la commande des filtres actifs.

Le courant  $i_L$  appelé par la charge non-linéaire est mesuré afin d'extraire sa composante harmonique pour l'utiliser comme consigne de la commande. En fonctionnement idéal, le filtre actif sera forcé à fournir un courant de compensation  $i_c$  égal à la consigne calculée pour rendre le courant  $i_s$  dans la source d'allure sinusoïdale. D'ailleurs, l'extraction de la composante harmonique peut être effectuée par différentes stratégies,

dont la bien connue décomposition en série de Fourier, la théorie pq des puissances active et réactive instantanées [38], la théorie pq modifiée [39], la méthode du plan tournant synchrone [26], la méthode des courants actif et réactif instantanés [40], les méthodes de la détection synchrone [41], etc.

#### 2.4.1 Décomposition en série de Fourier

Les courants harmoniques engendrés par des charges non-linéaires sont périodiques et généralement de fréquences multiples de la fréquence fondamentale du réseau. Ces harmoniques caractéristiques peuvent être calculés à l'aide de la décomposition en série de Fourier. Le courant  $i_L(t)$  mesuré peut s'écrire sous la forme sinusoïdale suivante :

$$i_L(t) = I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} c_n \sin(n\omega t - \phi_n) \quad (2.38)$$

où les différents coefficients sont définis comme suit :

$$I_0 = \frac{1}{T} \int_0^T i_L(t) dt, \text{ (généralement nul)}$$

$$c_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}$$

$$\phi_n = -\arctg\left(\frac{a_n}{b_n}\right)$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T i_L(t) \cos(n\omega t) dt$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T i_L(t) \sin(n\omega t) dt$$

T est la période fondamentale.

En pratique ces coefficients sont calculés sous forme numérique à l'aide de la transformation rapide de Fourier (FFT) ou de l'une de ses variantes.

Les composantes harmoniques dans les courants de la charge non-linéaire peuvent alors être obtenues par une décomposition basée sur la série de Fourier. Cependant, le calcul est laborieux et peut susciter un retard considérable dans la réponse du filtre actif.

## 2.4.2 Théorie des puissances instantanées

La méthode des puissances active et réactive instantanées [38] peut être utilisée dans le calcul des références des courants. Désignons, tout d'abord, par  $(v_{La}, v_{Lb}, v_{Lc})$  et  $(i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc})$  les systèmes triphasés des tensions simples et des courants de la charges non-linéaire, respectivement. En l'absence d'un fil neutre, les expressions des puissances instantanées active et réactive de la charge, basées sur les relations (2.4) et (2.5), sont :

$$p_L = v_{La} i_{La} + v_{Lb} i_{Lb} \quad (2.39)$$

$$q_L = v_{La} i_{Lb} - v_{Lb} i_{La} \quad (2.40)$$

où

$$\begin{bmatrix} v_{La} \\ v_{Lb} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{La} \\ v_{Lb} \\ v_{Lc} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} i_{La} \\ i_{Lb} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{La} \\ i_{Lb} \\ i_{Lc} \end{bmatrix}$$

Ces puissances instantanées peuvent être décomposées en la somme d'une composante moyenne et d'une composante alternative :

$$p_L = P_L + p_{L,alt} \quad (2.41)$$

$$q_L = Q_L + q_{L,alt} \quad (2.42)$$

Pour avoir les courants de la source sinusoïdaux et en phase avec les tensions, les consignes des courants de compensation sont déterminées de façon à compenser la puissance réactive instantanée et la composante alternative de la puissance active instantanée. La composante moyenne dans la puissance active instantanée sera éliminée

à l'aide d'un filtre passe haut. D'où, les puissances instantanées désirées du filtre actif sont :

$$\dot{p}_C = p_{L,alt} \quad (2.43)$$

$$\dot{q}_C = q_L = Q_L + q_{L,alt} \quad (2.44)$$

Les consignes des courants dans le plan  $\alpha\beta$ , d'après l'équation 2.7, seront comme suit:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{C\alpha} \\ \dot{i}_{C\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{L\alpha}^2 + v_{L\beta}^2} \begin{bmatrix} v_{L\alpha} & -v_{L\beta} \\ v_{L\beta} & v_{L\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_{L,alt} \\ q_L \end{bmatrix} \quad (2.45)$$

Dans le plan abc les consignes de chacune des trois phases sont :

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{Ca} \\ \dot{i}_{Cb} \\ \dot{i}_{Cc} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_{C\alpha} \\ \dot{i}_{C\beta} \end{bmatrix} \quad (2.46)$$

Cette loi de commande exprimée par (2.45), ou (2.46), permet à la source de fournir uniquement la puissance active moyenne, c.à.d.,  $p_s = P_L$  et  $q_s = 0$ .

### 2.4.3 Théorie modifiée des puissances instantanées

Pour appliquer cette stratégie [39] afin de déterminer les consignes des courants d'après la relation (2.13) avec les puissances instantanées désirées selon les relations (2.43) et (2.44), il suffit d'écrire :

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{Ca} \\ \dot{i}_{Cb} \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta'} \begin{bmatrix} v'_{Lb} - v'_{Lc} & v_{Lc} - v_{Lb} \\ v'_{Lc} - v'_{La} & v_{La} - v_{Lc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_{L,alt} \\ q_L \end{bmatrix} \quad (2.47)$$

$$\dot{i}_{Cc} = -(\dot{i}_{Ca} + \dot{i}_{Cb})$$

$$\text{où } \Delta' = (v_{La} - v_{Lc})(v'_{Lb} - v'_{Lc}) - (v_{Lb} - v_{Lc})(v'_{La} - v'_{Lc})$$

Le circuit de calcul des références peut être simplifié en écrivant :

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{Ca} \\ \dot{i}_{Cb} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{i}_{La} \\ \dot{i}_{Lb} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \dot{i}_{sa} \\ \dot{i}_{sb} \end{bmatrix} \quad (2.48)$$

$$\dot{i}_{Cc} = -(\dot{i}_{Ca} + \dot{i}_{Cb})$$

où les références des courants de la source sont obtenues comme suit :

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{sa} \\ \dot{i}_{sb} \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta'} \begin{bmatrix} v'_{lb} - v'_{lc} & v_{lc} - v_{lb} \\ v'_{lc} - v'_{la} & v_{la} - v_{lc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{p}_s \\ \dot{q}_s \end{bmatrix}$$

$$\dot{i}_{sc} = -(\dot{i}_{sa} + \dot{i}_{sb})$$
(2.49)

Sachant que  $\dot{p}_s = P_L$  et que généralement  $\dot{q}_s = 0$ , la relation (2.49) donne :

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{sa} \\ \dot{i}_{sb} \end{bmatrix} = \frac{P_L}{\Delta'} \begin{bmatrix} v'_{lb} - v'_{lc} \\ v'_{lc} - v'_{la} \end{bmatrix}$$

$$\dot{i}_{sc} = -(\dot{i}_{sa} + \dot{i}_{sb})$$
(2.50)

Dans le cas particulier où l'hypothèse (2.14) est vraie, les références seront identiques à celles de la théorie des puissances instantanées et seront données par :

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{sa} \\ \dot{i}_{sb} \end{bmatrix} = \frac{P_L}{\Delta} \begin{bmatrix} \frac{(v_{lc} - v_{la}) - (v_{la} - v_{lb})}{\sqrt{3}} \\ \frac{(v_{la} - v_{lb}) - (v_{lb} - v_{lc})}{\sqrt{3}} \end{bmatrix}$$

$$\dot{i}_{sc} = -(\dot{i}_{sa} + \dot{i}_{sb})$$
(2.51)

$$\text{où } \Delta = (v_{la} - v_{lc}) \frac{(v_{lc} - v_{la}) - (v_{la} - v_{lb})}{\sqrt{3}} - (v_{lb} - v_{lc}) \frac{(v_{lb} - v_{lc}) - (v_{la} - v_{lb})}{\sqrt{3}}$$

Les relations (2.50) et (2.51) permettent de déterminer les références des courants dans la source, et par conséquent celles du filtre actif, sans avoir besoin de calculer la puissance réactive instantanée. La puissance active moyenne  $P_L$  peut être obtenue en traitant la puissance active instantanée à travers un filtre passe bas.

#### 2.4.4 Méthode du plan tournant synchrone

Dans la méthode du plan tournant synchrone [26], les courants de la charge sont transformés au plan 'dq' synchrone afin d'extraire la composante harmonique. La transformation est définie comme suit :

$$\begin{bmatrix} i_{Ld} \\ i_{Lq} \\ i_{L0} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{La} \\ i_{Lb} \\ i_{Lc} \end{bmatrix}$$
(2.52)



où  $\theta$  est une fonction linéaire de la pulsation angulaire et représente la position angulaire du plan tournant. Ce plan de référence tourne à une vitesse constante en synchronisme avec les tensions triphasées. Cette synchronisation doit être assurée par une boucle de phase. La vitesse synchrone étant la fondamentale du réseau, la composante fondamentale dans les courants devient une grandeur moyenne et les harmoniques seront une composante alternative. La référence harmonique sera extraite des courants dans le plan d-q à l'aide d'un filtre passe haut.

Les courants sur les axes d et q peuvent être décomposés en deux composantes :

$$\begin{aligned} i_{Ld} &= I_{Ld} + i_{Ld,alt} \\ i_{Lq} &= I_{Lq} + i_{Lq,alt} \end{aligned} \quad (2.53)$$

En l'absence d'un fil neutre  $i_{L0}=0$ . À la sortie du filtre passe haut, les composantes alternatives sont seules présentes. En plus, en insérant un filtre passe haut uniquement dans le trajet du courant sur l'axe d, tout le courant sur l'axe q sera disponible comme référence. Par conséquent, la puissance réactive de la charge sera compensée en plus des harmoniques. Les courants de référence du filtre actif seront :

$$\begin{bmatrix} i_{Cd}^* \\ i_{Cq}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{Ld,alt} \\ i_{Lq} \end{bmatrix} \quad (2.54)$$

Les références du filtre actif dans le plan abc sont :

$$\begin{bmatrix} i_{Ca}^* \\ i_{Cb}^* \\ i_{Cc}^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 4\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Cd}^* \\ i_{Cq}^* \end{bmatrix} \quad (2.55)$$

La mesure des tensions au point de raccordement n'est donc pas demandée dans la méthode du plan tournant synchrone. Cependant, la connaissance de la position angulaire de ces tensions étant indispensable, la méthode est alors sensible aux variations de la fréquence. Bien que l'exigence d'avoir une boucle de verrouillage de phase représente parfois un inconvénient, la méthode du plan synchrone montre les meilleures performances dans des conditions imparfaites du système des tensions, en comparaison avec les autres méthodes existantes.

### 2.4.5 Méthode des courants instantanés actif et réactif $i_d$ - $i_q$

La méthode des courants instantanés actif et réactif  $i_d$ - $i_q$  [40], aussi nommée méthode modifiée du plan tournant synchrone, utilise les tensions pour déterminer l'angle de la transformation. La figure 2.14 illustre le principe de la méthode.

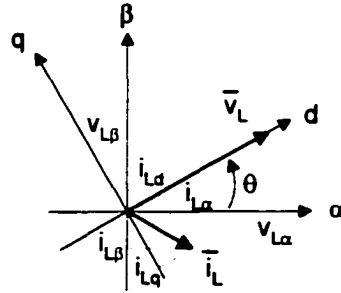


Figure 2.14 Vecteurs des tensions et courants dans les plans ' $\alpha\beta$ ' et ' $dq$ '.

Cette figure montre les composantes du vecteur  $\bar{v}_L$  des tensions et  $\bar{i}_L$  des courants dans le plan stationnaire ' $\alpha\beta$ ' et le plan tournant  $dq$ . La transformation suivante des courants est :

$$\begin{bmatrix} i_{Ld} \\ i_{Lq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L\alpha} \\ i_{L\beta} \end{bmatrix} \quad \text{où} \quad \theta = \arctg\left(\frac{v_{L\beta}}{v_{L\alpha}}\right) \quad (2.56)$$

Le vecteur  $\bar{v}_L$  des tensions est considéré confondu en tout moment avec l'axe  $d$  du plan tournant. De cette façon, sa composante sur l'axe  $d$  est  $v_{Ld} = \sqrt{v_{L\alpha}^2 + v_{L\beta}^2}$  et sa composante sur l'axe  $q$  est toujours nulle,  $v_{Lq} = 0$ . Et d'après les relations géométriques  $v_{L\alpha} = v_{Ld} \cos \theta$  et  $v_{L\beta} = v_{Ld} \sin \theta$ , la relation (2.56) devient :

$$\begin{bmatrix} i_{Ld} \\ i_{Lq} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{v_{L\alpha}^2 + v_{L\beta}^2}} \begin{bmatrix} v_{L\alpha} & v_{L\beta} \\ -v_{L\beta} & v_{L\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L\alpha} \\ i_{L\beta} \end{bmatrix} \quad (2.57)$$

En décomposant les courants dans le plan  $dq$  en termes moyens et termes oscillants comme dans la relation (2.53), les courants de référence du filtre actif pour la

compensation des harmoniques et de la puissance réactive sont identiques à celle dans (2.54). Les expressions des références dans le plan abc sont alors :

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{Ca} \\ \dot{i}_{Cb} \\ \dot{i}_{Cc} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2/3}}{\sqrt{v_{La}^2 + v_{Lb}^2}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{La} & v_{Lb} \\ -v_{Lb} & v_{La} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_{Ld,alt} \\ \dot{i}_{Lq} \end{bmatrix} \quad (2.58)$$

Le calcul des courants de compensation à partir des tensions de phase directement sans le besoin d'une boucle de verrouillage de phase rend la méthode insensible à la fréquence. Cependant, la performance de la compensation se détériore lorsque le système des tensions de la source est déséquilibré.

#### 2.4.6 Méthodes de la détection synchrone

Les méthodes de la détection synchrone (SC) [41] ont une bonne performance dans le cas d'un système de tensions déséquilibrées. Deux stratégies différentes, développées pour un système de quatre fils et adaptable au cas de trois fils, sont la méthode des courants égaux (CSD) et la méthode des résistances équivalentes égales (RSC).

La méthode des courants égaux est basée sur le principe d'imposer dans la source des courants sinusoïdaux et de mêmes amplitudes,  $\hat{i}^* = \hat{i}_{sa}^* = \hat{i}_{sb}^* = \hat{i}_{sc}^*$ . Les références des courants dans le filtre actif sont :

$$\begin{aligned} \dot{i}_{Ca}^* &= i_{La} - \frac{\hat{i}_{sa}^*}{\sqrt{2}V_{La}} v_{La} \\ \dot{i}_{Cb}^* &= i_{Lb} - \frac{\hat{i}_{sb}^*}{\sqrt{2}V_{Lb}} v_{Lb} \\ \dot{i}_{Cc}^* &= i_{Lc} - \frac{\hat{i}_{sc}^*}{\sqrt{2}V_{Lc}} v_{Lc} \end{aligned} \quad (2.59)$$

où  $\hat{i}_{sa}^* = \hat{i}_{sb}^* = \hat{i}_{sc}^* = \hat{i}^* = \sqrt{2}P_L / V_T$

avec  $V_T = V_{La} + V_{Lb} + V_{Lc}$

et  $P_L$  est la puissance active moyenne de la charge comme définie dans (2.15).

Dans le cas de la méthode des résistances équivalentes égales, les expressions des courants de référence du filtre actif sont les mêmes que dans (2.59) avec :

$$\hat{I}_{sk} = \sqrt{2}P_L V_{Lk} / (V_{La}^2 + V_{Lb}^2 + V_{Lc}^2), \text{ pour } k = a, b, c.$$

Il est à mentionner que dans les méthodes de la détection synchrone il faut déterminer la puissance moyenne de la charge et détecter la valeur efficace (ou crête) des tensions de phase au point de raccordement. En plus, la réponse en régime dynamique est lente.

## 2.5 Configurations des filtres actifs et hybrides

Nous traitons dans ce paragraphe du rôle de la configuration des filtres sur les caractéristiques de compensation des harmoniques. Comme nous l'avons vu dans le paragraphe 1.4.2, des filtres passifs, actifs ou hybrides connectés en parallèle ou en série avec les charges polluantes sont concevables. Les filtres passifs shunts représentent une solution incontestable uniquement dans les lignes de transmission de hautes tensions. Cependant, dans tous les autres cas, notamment l'alimentation des charges industrielles et les lignes de distributions moyenne et basse tensions, les filtres passifs rencontrent des difficultés multiples compromettant leur viabilité. Les filtres actifs ont été conçus afin de mitiger les problèmes des filtres passifs. Par conséquent, les configurations de base des deux types de filtres sont les mêmes, notamment la configuration shunt et la configuration série comme nous les avons vues dans le paragraphe 1.4.2.2 et qui sont répétées dans les figures 2.15 et 2.16. Rappelons que le filtre actif shunt est destiné à la compensation des harmoniques engendrés par des charges type source de courants harmoniques et le filtre actif série est capable de compenser les harmoniques des charges type source de tensions harmoniques. Cependant, ces filtres actifs utilisés seuls comportent certains inconvénients :

- Le faible rendement et la limitation de la bande passante à haute puissance détériorent la qualité de la compensation de ces filtres.
- Les harmoniques d'ordres supérieurs dus au fonctionnement des interrupteurs du filtre actif peuvent être absorbés par des filtres passifs branchés sur le même réseau sans que cette compensation supplémentaire soit prévue lors de la conception de ces filtres passifs.
- Un filtre actif shunt doit supporter la tension du réseau au point de raccordement et un filtre actif série est traversé par le courant total de ligne. Les puissances apparentes par phase d'un filtre parallèle et d'un filtre série sont respectivement  $V_L I_C^*$  et  $V_C I_s^*$ .

Bien que ces deux configurations de filtres actifs utilisés seuls soient utiles dans certaines applications, il est donc parfois nécessaire d'avoir recours à des topologies hybrides comportant des filtres passifs et des filtres actifs comme les exemples illustrés dans les figures 2.17 jusqu'à 2.28. En fait, les filtres hybrides traitent et mitigent les problèmes rencontrés avec les filtres passifs et avec les filtres actifs. En plus, les filtres actifs hybrides améliorent les caractéristiques de compensation des filtres passifs ce qui peut conduire à une réduction de la puissance du filtre actif.

Il faut mentionner que la configuration de ces filtres influence la sélection de la stratégie de commande et le choix de la variable harmonique à compenser. C'est pourquoi la configuration est un des éléments principaux d'un dispositif de filtrage actif ou hybride.

La figure 2.17 montre l'association d'un filtre passif shunt avec un filtre actif shunt [20]. Dans cette configuration le filtre actif injecte un courant harmonique égal à la composante harmonique dans le courant  $i_c$  intermédiaire entre les deux filtres. Par conséquent, le filtre hybride améliore la compensation et réduit la capacité des filtres actifs. Cependant, l'inconvénient de la configuration est que les harmoniques existant dans la source peuvent circuler dans le filtre passif, et les courants injectés par le filtre

actif risquent parfois d'être absorbés par le filtre passif. La topologie duale de ce filtre hybride permettant la compensation des harmoniques d'une charge non-linéaire source de tensions harmoniques est montrée dans la figure 2.18. Le filtre actif impose une tension harmonique proportionnelle à la composante harmonique restante dans le courant  $i_s$  ( $v_C^\circ = Ki_{sh}$ ). Dans ces deux topologies le filtre actif compense les harmoniques qui échappent au filtre passif.

La figure 2.19 montre un filtre hybride composé d'un filtre actif série avec un filtre passif shunt [21]. À la fréquence fondamentale, le filtre actif laisse passer un courant égal à la somme du courant fondamental de la charge avec le courant fondamental du filtre passif. À la fréquence des harmoniques le filtre actif s'impose comme isolateur (circuit-ouvert) obligeant ainsi la totalité des courants harmoniques de la charge à traverser le filtre passif. La tension harmonique aux bornes du filtre passif ( $\bar{V}_{Fh} = Z_{Fh} \bar{I}_{Lh}$ ) est considérée comme un démerite de la topologie. D'autres inconvénients se manifestent, notamment l'isolation et la protection du filtre actif, et l'influence des dysfonctionnements du filtre actif sur la charge. La figure 2.20 montre la configuration duale pouvant bloquer les tensions harmoniques engendrées par une charge non-linéaire du type source de tensions harmoniques.

La figure 2.21 représente un filtre hybride constitué d'un filtre passif shunt en série avec un filtre actif [22]. Cette configuration est plus performante que celles correspondant aux figures 2.17 et 2.19. La capacité du filtre actif est plus réduite pour les mêmes compensations. Le filtre actif améliore les caractéristiques de compensation et amortit les résonances séries. La configuration duale est montrée dans la figure 2.22, dans laquelle le filtre actif améliore les caractéristiques du filtre passif série en isolant les tensions harmoniques engendrées par la charge.

La figure 2.23 montre un filtre hybride où le filtre actif est connecté en pont diviseur en parallèle avec l'inductance du filtre passif shunt [23]. Cette configuration réduit

davantage la capacité nécessaire du filtre actif par rapport à celui dans la figure 2.21, pour les mêmes conditions de compensation. En effet, le courant dans le filtre hybride est cette fois divisé entre l'inductance du filtre passif et le filtre actif. Un autre avantage consiste en la capacité du filtre passif de fonctionner seul lorsque le filtre actif est hors service en circuit-ouvert. La configuration duale pouvant compenser les tensions harmoniques en partageant la tension de compensation série entre le condensateur du filtre passif et le filtre actif est montrée dans la figure 2.24.

La figure 2.25 montre un filtre hybride où le filtre actif est connecté en série avec un condensateur shunt [24]. Cette configuration est capable de compenser les courants harmoniques avec une capacité réduite du filtre actif et sans aucun effort pour amortir les résonances, ce qui simplifie la commande du filtre actif. Sa configuration duale est illustrée dans la figure 2.26.

La figure 2.27 montre un filtre hybride comportant un filtre passif shunt et deux filtres actifs [25]. En plus d'avoir les caractéristiques de la configuration dans la figure 2.21, cette configuration a les avantages et les inconvénients d'un filtre actif série. Elle peut toutefois représenter une solution idéale lorsqu'il faut complètement isoler des charges polluantes d'autres charges connectées au même point de raccordement et sensibles aux harmoniques. La configuration duale est dans la figure 2.28.

La figure 2.29 et la figure 2.30 représentent respectivement le conditionneur unifié de la qualité de l'onde et sa configuration duale. Cette dernière a été proposée pour gérer l'écoulement de la puissance dans les lignes de transport [30]. Cependant, comme démontré dans le paragraphe 1.4.2.4, les caractéristiques de la compensation harmonique de ces configurations sont parfaites.

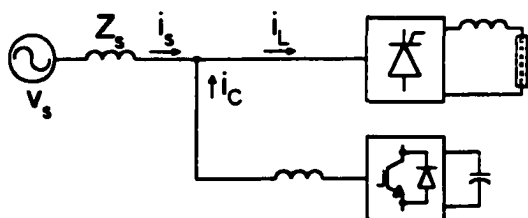


Figure 2.15 Filtre actif shunt.

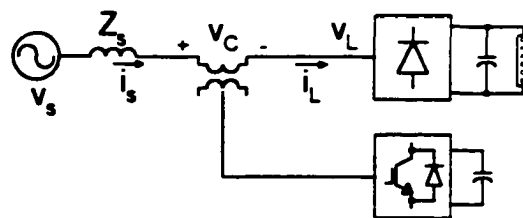


Figure 2.16 Filtre actif série.

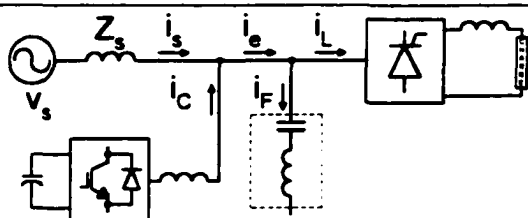


Figure 2.17 Association en parallèle d'un filtre passif shunt avec un FA shunt.

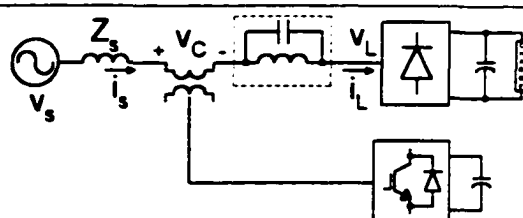


Figure 2.18 Association en série d'un filtre passif série avec un FA série.

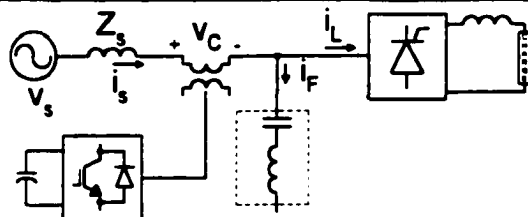


Figure 2.19 Association d'un filtre passif shunt avec un FA série.

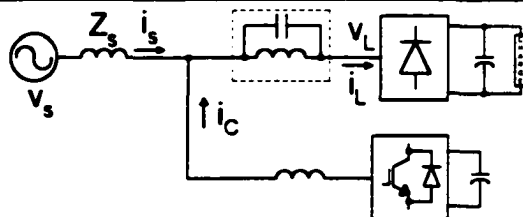


Figure 2.20 Association d'un filtre passif série avec un FA shunt.

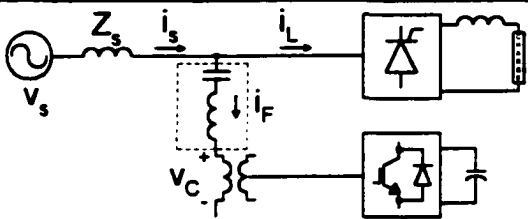


Figure 2.21 Association en série d'un filtre passif shunt avec un FA série.

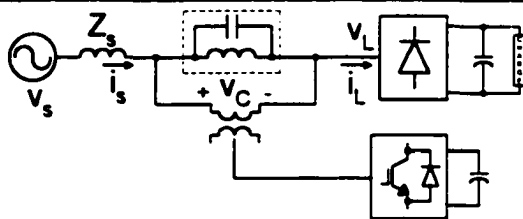


Figure 2.22 Association en parallèle d'un filtre passif série avec un FA série.

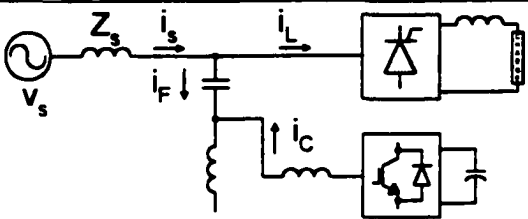


Figure 2.23 Connexion de l'inductance du filtre passif shunt en parallèle avec un FA.

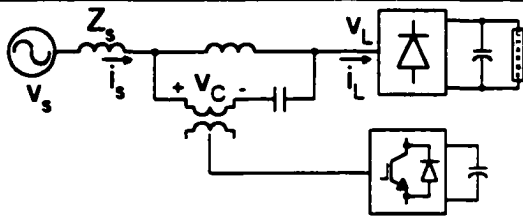


Figure 2.24 Connexion du condensateur du filtre passif série en série avec un FA.



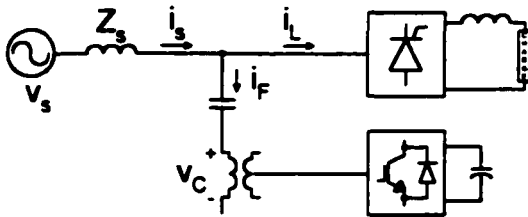


Figure 2.25 Association en série d'un condensateur shunt à un FA.

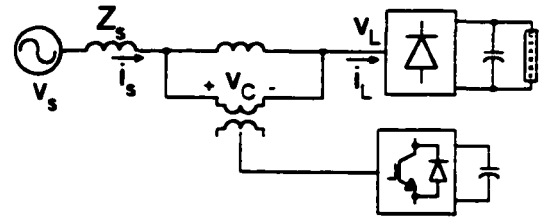


Figure 2.26 Association en parallèle d'une inductance série à un FA.

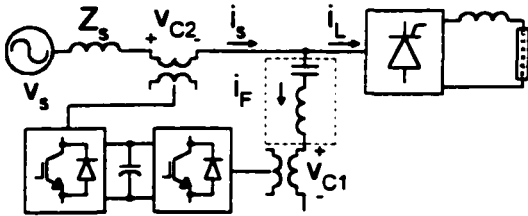


Figure 2.27 Association d'un filtre passif shunt avec deux FA séries.

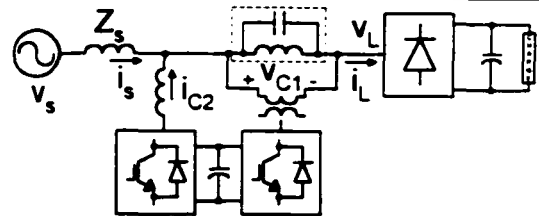


Figure 2.28 Association d'un filtre passif série avec deux FA série et shunt.

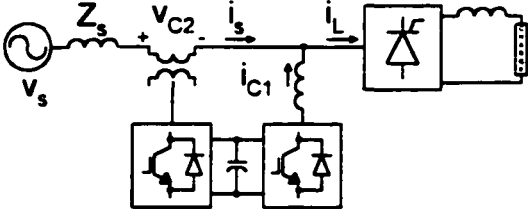


Figure 2.29 Conditionneur unifié pour des charges sources de courants harmoniques.

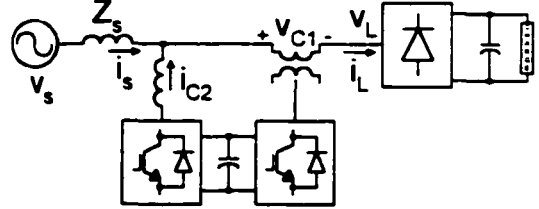


Figure 2.30 Conditionneur unifié pour des charges sources de tensions harmoniques.

## 2.6 Méthodes de modulation

La modulation est une technique appropriée aux circuits électroniques de puissance. Elle permet de générer à partir d'un signal erreur, sortant d'un régulateur, des signaux de commande des interrupteurs. Plusieurs options existent pour la modulation du signal de commande des interrupteurs du filtre actif triphasé [45]. Les techniques particulièrement intéressantes sont celles appliquées en chaîne fermée. Considérons comme exemple le système dans la figure 1.18 représentant un filtre actif shunt et dont le schéma équivalent incluant la commande est illustré dans la figure 2.13. Les méthodes les plus utilisées pour la réalisation du bloc de la modulation du signal de commande sont :

1. Comparaison triangulaire sur les trois phases.

2. Comparaison hystérésis sur les trois phases.
3. Comparaison échantillonnée de l'erreur sur les trois phases.
4. Comparaison hystérésis sur les deux axes d'un plan biphase.
5. Modulation vectorielle par largeur d'impulsion (SV-PWM).

La comparaison triangulaire produit un signal de Modulation par Largeur d'Impulsion (MLI) en soustrayant tout d'abord le signal réel mesuré du signal de consigne. L'erreur obtenue est par la suite comparée à un signal triangulaire, et le point d'intersection des deux signaux donne l'instant de commutation. Le schéma équivalent unifilaire du système est illustré dans la figure 2.31, où  $G(s)$  représente le compensateur de l'erreur qui est généralement un proportionnel-intégral [46]. L'intégrateur sert pour atteindre une erreur nulle en régime permanent.

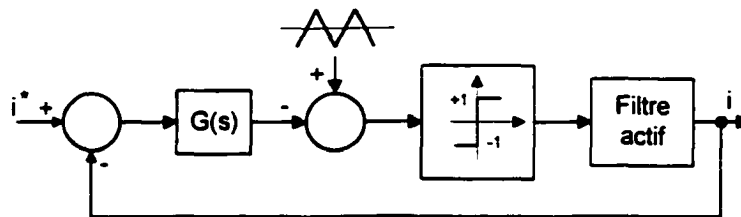


Figure 2.31 Schéma équivalent de la commande avec modulation triangulaire.

La comparaison par bande d'hystérésis de l'erreur sur chacune des trois phases représente la méthode de modulation la plus simple. Le principe de fonctionnement est montré dans la figure 2.32. Lorsque l'erreur dépasse le seuil d'hystérésis la commutation des interrupteurs est ordonnée. L'inconvénient majeur de la méthode est que la fréquence des commutations est imposée simultanément par le seuil d'hystérésis et les paramètres du système. La variation de la fréquence des commutations avec les variations survenues au système est souvent inacceptable.

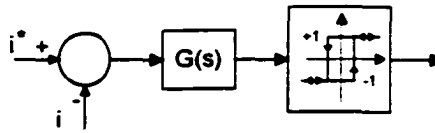


Figure 2.32 Modulation par bande d'hystérésis.

La comparaison échantillonnée de l'erreur consiste à utiliser une bascule synchrone à mémoire afin de décider les commutations à un pas fixe, comme le montre le principe du modulateur dans la figure 2.33. Dans cette méthode la fréquence des commutations est variable, néanmoins la bascule synchrone impose un temps minimal entre les commutations.

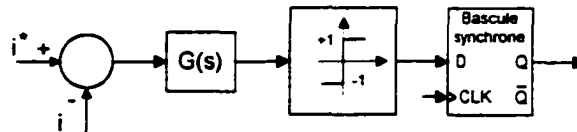


Figure 2.33 Modulation par comparaison échantillonnée de l'erreur.

Les trois méthodes expliquées ci-haut ignorent l'interaction entre les trois phases d'un système à trois fils sans neutre. Cependant, dans un pareil système une augmentation ou une diminution du courant dans une phase impose forcément une variation des courants des deux autres phases à cause de l'absence d'une composante homopolaire dans les courants. Par conséquent, ces méthodes introduisent des ondulations supplémentaires autour des signaux de référence. D'autres méthodes fonctionnant dans un plan biphasé ( $\alpha\beta$  ou  $dq$ ) sont susceptibles de remédier à ce problème.

La comparaison hystérésis sur les deux axes d'un plan biphasé est une approche vectorielle qui consiste à effectuer la comparaison de l'erreur sur chaque axe à l'aide d'un comparateur hystérésis à trois niveaux [48]. Les deux sorties des comparateurs sont combinées dans le plan biphasé pour choisir l'état des six interrupteurs simultanément du filtre actif parmi huit possibilités. En effet, le vecteur des tensions de sortie du filtre actif s'écrit :

$$\bar{u}_n = \begin{cases} (2/3)v_{dc}e^{j(n-1)\pi/3} & \text{pour } n = 1, \dots, 6 \\ 0 & \text{pour } n = 0, 7 \end{cases} \quad (2.60)$$

L'état des interrupteurs des bras du convertisseur du filtre actif ( $S_1, S_2, S_3$ ) est l'image physique du vecteur  $\bar{u}_n$ . La figure 2.34(a) montre les trois bras du convertisseur sous forme de commutateurs  $S_1, S_2, S_3$  dont la valeur 1 signifie que l'interrupteur du haut est fermé et la valeur 0 signifie que l'interrupteur du bas est fermé. La figure 2.34(b) illustre le vecteur des tensions de sortie du convertisseur dans le plan ' $\alpha\beta$ '.

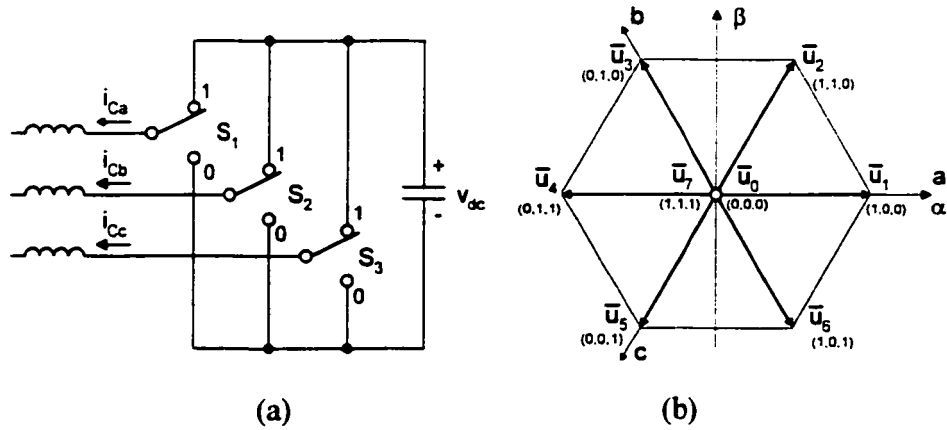


Figure 2.34 Convertisseur triphasé. (a) représentation des bras sous forme de commutateurs. (b) Représentation vectorielle.

La figure 2.35 montre le principe de cette méthode dans le plan ' $\alpha\beta$ '. Chacune des sorties  $d_\alpha$  et  $d_\beta$  peut avoir les valeurs  $-1, 0, +1$  correspondant à l'équivalent des coordonnées de l'erreur des courants dans le plan ' $\alpha\beta$ '. Il faut alors choisir le vecteur des commutations orienté dans la direction convenable pour réduire l'erreur des courants. Un exemple possible de la table de sélection des commutations est montré dans la figure 2.36.

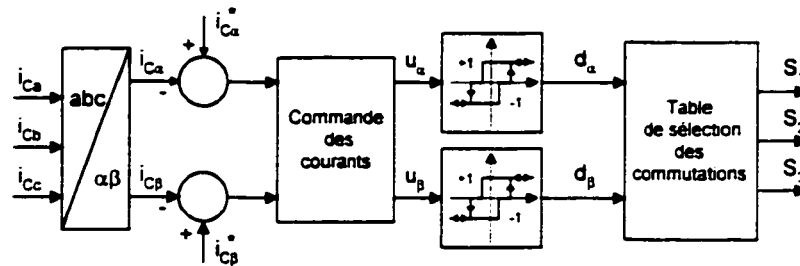


Figure 2.35 Comparaison hystérésis à trois niveaux dans le plan ' $\alpha\beta$ '.

$d_\alpha$	-1	-1	-1	0	0	0	1	1	1
$d_\beta$	-1	0	1	-1	0	1	-1	0	1
$(S_1, S_2, S_3)$	(1,1,0)	(1,0,0)	(1,0,1)	(0,1,0)	(1,1,1) ou (0,0,0)	(1,0,1)	(0,1,0)	(0,1,1)	(0,0,1)

Figure 2.36 Exemple d'une table de sélection des commutations.

La modulation vectorielle par largeur d'impulsion ("Space Vector Based Pulse Width Modulation", SV-PWM notée aussi SVM) est une autre option de modulation dans un plan biphasé [45]. Cette technique implique plusieurs étapes de calcul et de la coordination entre elles, cependant elle a la qualité d'avoir une fréquence constante. Elle est basée sur la même représentation vectorielle des tensions côté alternatif du convertisseur montrée dans la figure 2.34(b). Cette fois on divise le plan en six secteurs où chaque secteur désigne la zone comprise entre deux vecteurs de commutation consécutifs, comme le montre la figure 2.37(a). La réalisation du vecteur de référence  $\bar{u}^*$  consiste à effectuer une combinaison linéaire des vecteurs de commutation adjacents. Le partage de la période  $T_s$  entre les vecteurs adjacents et les deux vecteurs nuls est fonction de l'angle  $\theta$  entre le vecteur de référence et le vecteur  $\bar{u}_n$  le plus proche dans le sens horaire, et de l'indice de modulation  $M$  représentant l'amplitude normalisée de la référence. La durée de chaque vecteur de commutation est calculée comme suit :

$$\begin{aligned}
 T_n &= M \sin(\pi/3 - \theta) T_s \\
 T_{n+1} &= M \sin(\theta) T_s \\
 T_0 &= T_7 = (1/2)(T_s - T_n - T_{n+1})
 \end{aligned}
 \tag{2.61}$$

Une façon d'effectuer le diagramme des séquences de la modulation SVM est montrée dans la figure 2.37(b). Sachant que les séquences 0 et 7 sont alternées pour les secteurs ayant un numéro pair. En plus, la valeur de  $n$  correspond au numéro du secteur où se trouve le vecteur de référence  $\bar{u}^*$ .

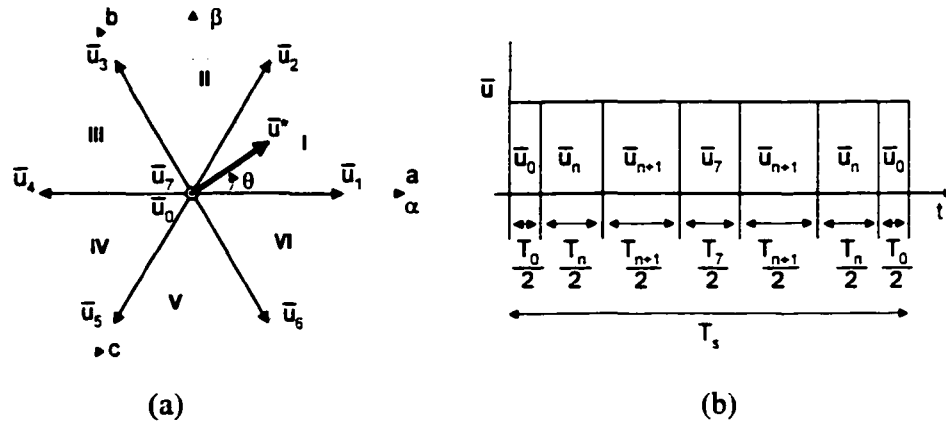


Figure 2.37 Modulation SVM. (a) Les secteurs et les vecteurs dans le plan ' $\alpha\beta$ '. (b) Le diagramme des séquences pour  $n$  impair.

Le schéma synoptique d'une commande utilisant la modulation SVM pour la réalisation des efforts de la commande est illustré dans la figure 2.38.

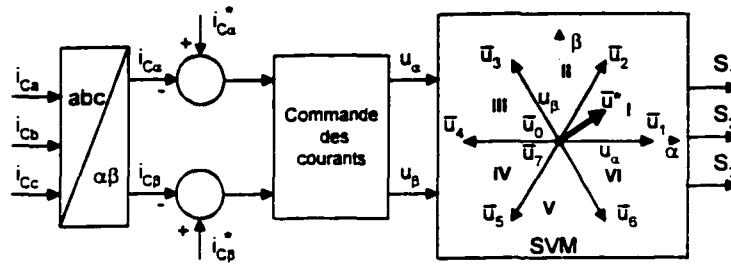


Figure 2.38 Schéma synoptique de l'emplacement du modulateur SVM.

## 2.7 Conception des éléments réactifs

Le condensateur C et l'inductance  $L_c$  constituant les composants réactifs d'un filtre actif shunt doivent être dimensionnés en fonction des tâches à exécuter par le filtre. En plus, ces composants sont à l'origine des variables d'état du modèle dynamique et leurs valeurs influencent la stabilité. D'où l'importance de les inclure parmi les éléments principaux d'un filtre actif.

### 2.7.1 Conception de l'inductance $L_c$

L'inductance  $L_c$  doit permettre au filtre actif de se comporter en source de courant vis à vis la source d'alimentation triphasée. Dans le cas d'une modulation triangulaire, l'inductance doit aussi empêcher la pente des courants injectés par le filtre actif de dépasser la pente du signal triangulaire. La valeur de l'inductance, dans ce cas peut être estimée par :

$$L_c = \frac{V_{dc} + \sqrt{3}\hat{V}}{4f_s \Delta i} \quad (2.62)$$

où  $\hat{V}$ ,  $f_s$  et  $\Delta i$  sont respectivement la valeur crête de la tension simple, la fréquence du signal triangulaire et l'ondulation maximale admise du courant durant une période de commutation.

### 2.7.2 Conception du condensateur C

L'ondulation de la tension aux bornes du condensateur du filtre actif peut détériorer la performance du filtre. Le condensateur C doit alors être capable de limiter l'ondulation de la tension durant le temps de réponse de la boucle de régulation de la tension. L'énergie emmagasinée dans le condensateur s'écrit :

$$W = (1/2)Cv_{dc}^2 \quad (2.63)$$

dont la dérivée en fonction du temps est :

$$\frac{dw}{dt} = C v_{dc} \frac{dv_{dc}}{dt} \quad (2.64)$$

Le long d'un intervalle représentant le temps de réponse de la boucle de tension :

$$\Delta W = C v_{dc} \Delta v_{dc} \quad (2.65)$$

Pour empêcher l'ondulation de dépasser une valeur  $\Delta v_{dc,max}$ , la valeur du condensateur doit alors satisfaire :

$$C > \frac{\Delta P_{max} t_r}{v_{dc} \Delta v_{dc,max}} \quad (2.66)$$

où  $\Delta P_{max} = \Delta W / t_r$  est la puissance dissipée dans les composants du filtre durant le temps  $t_r$ .

Cependant, lorsque le filtre actif doit compenser une charge déséquilibrée, l'ondulation de la tension continue augmente et la valeur du condensateur doit être plus élevée pour respecter l'ondulation maximale.

## 2.8 Stratégies de commande

La commande d'un filtre actif shunt triphasé est basée sur la division du système en deux boucles soit la boucle interne des courants injectés par le filtre et la boucle externe de régulation de la tension. Cette dernière est conçue pour être au moins dix fois plus lente que la boucle interne pour éviter toute interaction entre les deux boucles. Il existe deux grandes lignes dans la commande des filtres actifs, la première rassemble les commandes linéaires basées sur la linéarisation des deux boucles autour du point de fonctionnement et la deuxième regroupe les commandes avancées appliquées à la boucle interne. Dans tous les cas la boucle externe est linéarisée autour du point de fonctionnement avec l'hypothèse que la réponse de la boucle rapide interne est idéale.

Dans cette section, en guise d'exemple, nous allons étudier deux commandes différentes du filtre actif shunt. La première commande est une technique d'asservissement linéaire



et la deuxième commande applique une technique par le mode de glissement à la boucle des courants.

### 2.8.1 Commande linéaire

Pour un filtre actif shunt installé en parallèle avec une charge non-linéaire, le schéma équivalent par phase de la circulation des courants est montré dans la figure 2.39.

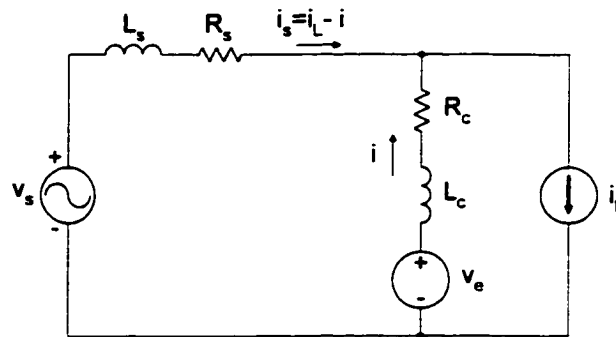


Figure 2.39 Schéma équivalent par phase de la circulation des courants.

En considérant la charge non-linéaire comme source de courant idéale, la totalité du courant  $i$  injecté par le filtre actif circule vers la source d'alimentation. Par conséquent, le schéma électrique équivalent pour la commande du courant est illustré dans la figure 2.40.

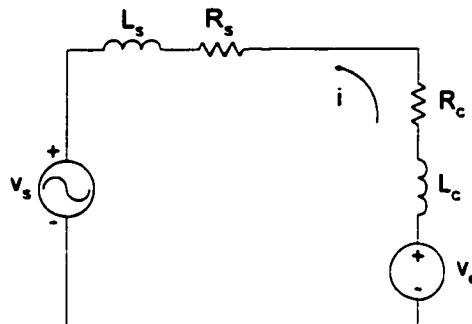


Figure 2.40 Schéma équivalent par phase pour la commande des courants.

De la figure 2.40, nous écrivons l'équation différentielle suivante :

$$v_e - v_s = Ri + L \frac{di}{dt} \quad (2.67)$$

où  $R=R_c+R_s$  et  $L=L_c+L_s$ . La transformation de (2.67) au domaine de Laplace donne :

$$I(s) = \frac{1}{R + Ls} V_e(s) - \frac{1}{R + Ls} V_s(s) \quad (2.68)$$

De plus, dans la conception de la boucle de courant, la tension continue est supposée constante et l'onduleur et le modulateur sont modélisés par un gain  $K_v$ . La tension  $v_e$  imposée par l'onduleur est alors reliée au signal  $u$  de commande comme suit :

$$v_e = K_v u \quad (2.69)$$

De ce qui précède, nous déduisons le schéma bloc en boucle ouverte de la dynamique des courants qui est illustré dans la figure 2.41.

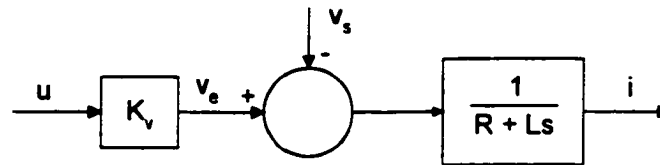


Figure 2.41 Schéma bloc du système en boucle ouverte.

L'asservissement du courant peut être effectué en introduisant un compensateur linéaire. Considérons un compensateur Proportionnel-Intégral (P-I) qui est souvent utilisé. Par conséquent, le schéma bloc en chaîne fermée devient comme à la figure 2.42.

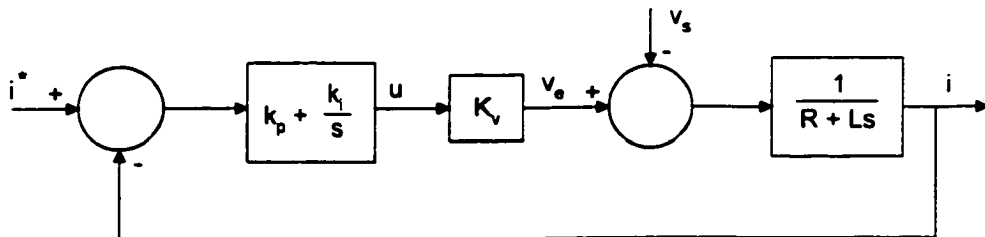


Figure 2.42 Schéma bloc du système en boucle fermée.

La stabilité de la boucle de courant et le calcul des gains  $k_p$  et  $k_i$  peuvent être effectués en utilisant n'importe quelle technique de commande linéaire.

D'autre part, les pertes dans les éléments dissipatifs du filtre actif suscitent une chute de la tension  $v_{dc}$  aux bornes du condensateur côté continu. Une boucle de régulation de la tension continue est alors nécessaire. À cette fin, tous les éléments dissipatifs peuvent être modélisés en une seule résistance  $R_{eq}$  aux bornes du condensateur. Le schéma équivalent des pertes dans le filtre actif est illustré dans la figure 2.43.

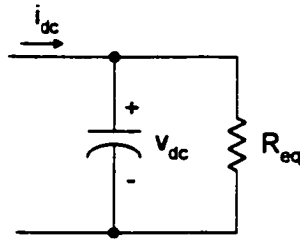


Figure 2.43 Circuit équivalent modélisant les pertes du filtre actif.

La puissance instantanée à l'entrée du circuit de la figure 2.43 est :

$$\begin{aligned}
 p &= v_{dc} i_{dc} \\
 &= v_{dc} \left( \frac{v_{dc}}{R_{eq}} + C \frac{dv_{dc}}{dt} \right) \\
 &= \frac{v_{dc}^2}{R_{eq}} + \frac{1}{2} C \frac{dv_{dc}^2}{dt}
 \end{aligned} \tag{2.70}$$

Posons  $y = v_{dc}^2$  et traitons avec  $y$  au lieu de  $v_{dc}$ . La fonction de transfert en boucle ouverte, d'après (2.70) est :

$$\frac{Y(s)}{P(s)} = \frac{2R_{eq}}{2 + R_{eq}Cs} \tag{2.71}$$

Afin de réguler la tension continue, on introduit un P-I pour la compensation de l'erreur. En pratique, la tension moyenne, obtenue à l'aide d'un filtre passe bas dont la fréquence de coupure est généralement autour de trois fois la fréquence fondamentale du réseau, est utilisée dans la boucle de régulation. Le schéma bloc en chaîne fermée de la boucle de régulation est celui de la figure 2.44.

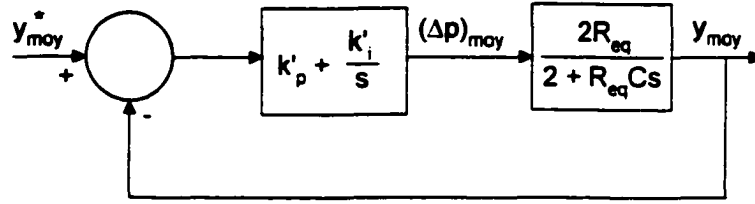


Figure 2.44 Schéma bloc de la boucle de régulation de la tension continue.

La puissance moyenne  $(\Delta p)_{\text{moy}}$  sera ajoutée à la puissance active instantanée des références harmoniques afin d'obtenir les courants de consigne de la boucle interne.

### 2.8.2 Commande des courants par le mode de glissement

Dans ce paragraphe nous considérons une autre stratégie de commande du filtre actif shunt. Dans cette approche, la commande par le mode de glissement est utilisée dans la contre-réaction des courants de la boucle interne. Les courants de la source sont mesurés pour le calcul de la consigne. L'objectif de la commande est de forcer les courants de la source à être sinusoïdaux et en phase avec les tensions simples. Un simple compensateur proportionnel-intégral est utilisé dans la boucle externe de régulation de la tension continue dans le but d'obtenir une réponse dynamique lente.

Le courant  $i_{La}$  dans la phase 'a' de la charge non-linéaire s'écrit sous la forme de décomposition en série de Fourier suivante :

$$\begin{aligned}
 i_{La}(t) &= \sum_{n=1}^{\infty} I_{La\ n} \sin(n\omega t + \theta_{La\ n}) \\
 &= I_{La1} \cos\theta_{La1} \sin\omega t + I_{La1} \sin\theta_{La1} \cos\omega t + \sum_{n=2}^{\infty} I_{La\ n} \sin(n\omega t + \theta_{La\ n}) \quad (2.72) \\
 &= i_{La,\text{actif}}(t) + i_{La,\text{reactif}}(t) + i_{La\ h}(t)
 \end{aligned}$$

Le courant de compensation est alors :

$$i_{Ca}(t) = i_{Ca,\text{pertes}}(t) - i_{La,\text{reactif}}(t) - i_{La\ h}(t) \quad (2.73)$$

où  $\omega$  est la fréquence fondamentale de la source d'alimentation,  $\theta_{La,n}$  et  $I_{La,n}$  sont respectivement le déphasage et l'amplitude de l'harmonique de rang  $n$  dans le courant de la phase 'a' de la charge.  $i_{La,actif}(t)$ ,  $i_{La,reactif}(t)$  et  $i_{Lah}(t)$  sont respectivement le courant fondamental actif, le courant fondamental réactif et le courant harmonique de la charge non-linéaire.  $i_{La,perdes}(t)$  est le courant actif nécessaire pour compenser les pertes dans les composants du filtre actif.

Pour obtenir un facteur de puissance unitaire, la source doit fournir uniquement le courant fondamental actif à la charge non-linéaire. Dans ce cas, le courant idéal dans la phase 'a' de la source s'écrit :

$$i_{sa}^*(t) = I_s^* \sin \omega t = I_{La1} \cos \theta_{La1} \sin \omega t \quad (2.74)$$

Les courants harmonique et réactif engendrés par la charge non-linéaire passent par le filtre actif. Les consignes des courants de la source sont obtenues de la manière suivante :

- La synchronisation des courants avec les tensions de phase se fait à l'aide de signaux unitaires obtenus à travers une boucle de verrouillage de phase (PLL).
- L'erreur de la tension côté continu du filtre actif est développée à travers un compensateur P-I, et la sortie du compensateur est utilisée comme amplitude  $I_s^*$  des consignes.

Pour réaliser (2.74), les consignes des courants de la source peuvent être déterminées en multipliant les vecteurs unitaires par l'amplitude des consignes. Lorsque la charge non-linéaire varie, la puissance active dans la source varie, et la tension aux bornes du condensateur va croître ou décroître. La consigne de l'amplitude des courants varie en conséquence. Ainsi la charge (ou la décharge) du condensateur ajuste la consigne à la nouvelle valeur de la puissance active demandée par la charge.

Cependant, nous allons effectuer une transformation d'axes du plan 'abc' au plan 'dq' afin de simplifier davantage la commande. Le circuit de commande du filtre actif est montré dans la figure 2.45.

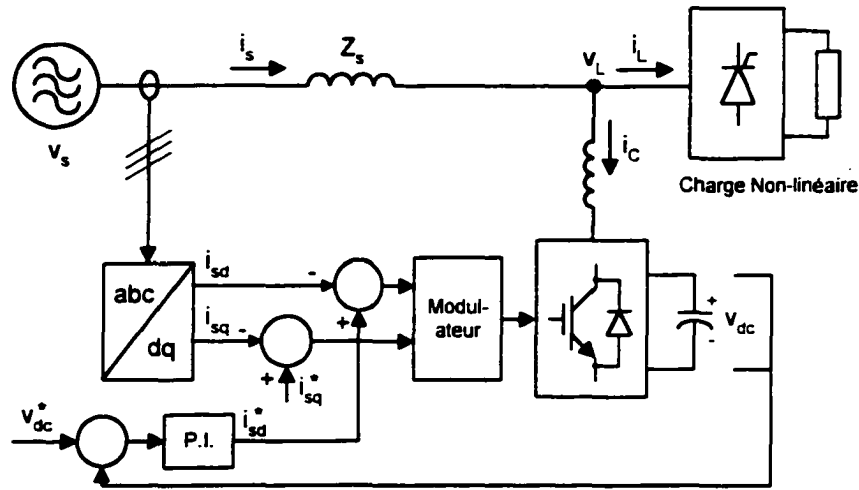


Figure 2.45 Circuit de commande par le mode de glissement du filtre actif shunt.

L'élaboration du modèle dynamique du filtre actif shunt n'est pas un objectif dans ce paragraphe. Nous allons admettre les équations différentielles représentant le modèle dans le plan 'dq' sachant que ce modèle sera élaboré en détail dans le chapitre 3. Tout d'abord, nous considérons la boucle interne. Les équations différentielles représentant les dynamiques des courants dans le plan 'dq' sont :

$$\begin{aligned} \frac{di_{sd}}{dt} &= \frac{di_{Ld}}{dt} - \frac{R_c}{L_c} i_d + \omega i_q - \frac{v_{dc}}{L_c} u_d + \frac{1}{L_c} v_d \\ \frac{di_{sq}}{dt} &= \frac{di_{Lq}}{dt} - \frac{R_c}{L_c} i_q - \omega i_d - \frac{v_{dc}}{L_c} u_q + \frac{1}{L_c} v_q \end{aligned} \quad (2.75)$$

Nous pouvons négliger les termes  $\omega i_d$ ,  $\omega i_q$  et les termes multipliant  $R_c$  sans toutefois perdre la généralité du problème. Les dynamiques des courants deviennent :

$$\begin{aligned}\frac{di_{sd}}{dt} &\approx \frac{di_{Ld}}{dt} - \frac{v_{dc}}{L_c} u_d + \frac{1}{L_c} v_d \\ \frac{di_{sq}}{dt} &\approx \frac{di_{Lq}}{dt} - \frac{v_{dc}}{L_c} u_q + \frac{1}{L_c} v_q\end{aligned}\quad (2.76)$$

Une fonction de commutation permettant un suivi rapide des références des courants est :

$$\sigma = \begin{bmatrix} \sigma_d \\ \sigma_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{sd}^* - i_{sd} \\ i_{sq}^* - i_{sq} \end{bmatrix} \quad (2.77)$$

La dérivée en fonction du temps de la fonction de commutation est :

$$\dot{\sigma} = \begin{bmatrix} \dot{\sigma}_d \\ \dot{\sigma}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{di_{sd}^*}{dt} - \frac{di_{Ld}}{dt} + \frac{v_{dc}}{L_c} u_d - \frac{1}{L_c} v_d \\ \frac{di_{sq}^*}{dt} - \frac{di_{Lq}}{dt} + \frac{v_{dc}}{L_c} u_q - \frac{1}{L_c} v_q \end{bmatrix} \quad (2.78)$$

Nous choisissons la fonction candidate de Lyapunov comme suit :

$$V = \frac{1}{2} \sigma^T \sigma \quad (2.79)$$

La condition de stabilité en mode de glissement satisfaisant  $\dot{V} < 0$ , est

$$\begin{aligned}\text{et} \quad & \sigma_d \dot{\sigma}_d < 0 \\ & \sigma_q \dot{\sigma}_q < 0\end{aligned} \quad (2.80)$$

Cette exigence de stabilité est satisfaite si :

$$\begin{aligned}u_d &= -\text{sign}(\sigma_d) \\ u_q &= -\text{sign}(\sigma_q)\end{aligned} \quad (2.81)$$

En mode de glissement les paramètres du système doivent satisfaire les conditions suivantes :

$$\begin{aligned}-1 &< \left( \frac{di_{sd}^*}{dt} - \frac{di_{Ld}}{dt} - \frac{1}{L_c} v_d \right) \frac{L_c}{v_{dc}} < 1 \\ -1 &< \left( \frac{di_{sq}^*}{dt} - \frac{di_{Lq}}{dt} - \frac{1}{L_c} v_q \right) \frac{L_c}{v_{dc}} < 1\end{aligned} \quad (2.82)$$

Avec ces conditions la trajectoire des variables d'état devient orientée vers les surfaces de commutation correspondant à  $\sigma = 0$ .

D'autre part, la régulation de la tension côté continu du filtre actif sera réalisée à l'aide d'un compensateur P-I. La sortie du P-I n'est autre que la référence  $i_{sd}^*$  du courant de la source sur l'axe d. Pour obtenir un facteur de puissance unitaire la référence  $i_{sq}^*$  sur l'axe q est égale à zéro. La réponse dynamique de la boucle de tension doit être lente en comparaison avec celle de la boucle des courants. Par conséquent, dans la conception de la boucle de tension, on peut supposer avec une bonne approximation que la boucle des courants est idéale (i.e.  $i_{sd} = i_{sd}^*$  et  $i_{sq} = i_{sq}^*$ ). La dynamique de la tension aux bornes du condensateur s'écrit :

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} i_d u_d + \frac{1}{C} i_q u_q \quad (2.83)$$

En introduisant le compensateur P-I dans la boucle externe, le schéma bloc de cette boucle est illustré dans la figure 2.46.

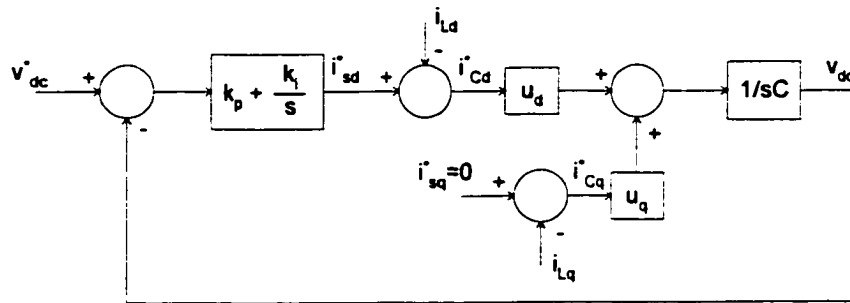


Figure 2.46 Schéma bloc de la boucle de tension en considérant la boucle interne idéale.

La fonction de transfert du système en chaîne fermée, déduite de la figure 2.46, est :



$$v_{dc}(s) = \frac{k_p \frac{u_d}{C} s + k_i \frac{u_d}{C}}{s^2 + k_p \frac{u_d}{C} s + k_i \frac{u_d}{C}} v_{dc}^*(s) - \frac{\frac{u_d}{C} s}{s^2 + k_p \frac{u_d}{C} s + k_i \frac{u_d}{C}} i_{Ld}(s) - \frac{\frac{u_q}{C} s}{s^2 + k_p \frac{u_d}{C} s + k_i \frac{u_d}{C}} i_{Lq}(s) \quad (2.84)$$

L'identification terme à terme du dénominateur de la fonction de transfert avec le polynôme caractéristique du second ordre  $s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2$ , donne :

$$k_p = \frac{2C\zeta\omega_n}{u_d} \quad \text{et} \quad k_i = \frac{C\omega_n^2}{u_d} \quad (2.85)$$

Il est à mentionner que la division du système en deux boucles assure une stabilité locale et non pas globale du système. Dans le chapitre 4, nous développons une stratégie de commande par le mode de glissement appliquée pour la première fois au filtre actif shunt. Sa particularité consiste à considérer le modèle au complet dans la formation des surfaces de glissement, ce qui permet de concevoir la commande en assurant la stabilité globale du système.

## 2.9 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons discuté des divers éléments reliés aux filtres actifs. La modélisation des convertisseurs triphasés peut être faite par des manipulations mathématiques des équations différentielles ou par des méthodes graphiques.

L'extraction des références harmoniques peut être effectuée par différentes méthodes. Le choix de la méthode tient compte des fonctions du filtre et du modèle utilisé dans la commande.

La configuration d'un filtre actif dépend du type des charges non-linéaires et des compensations demandées. Les filtres shunts actifs ou hybrides sont susceptibles de compenser des courants harmoniques engendrés par des charges non-linéaires sources de courants harmoniques. Les filtres séries sont employés pour des charges sources de tensions harmoniques.

La modulation des signaux de commande influe sur le comportement des filtres. Les modulateurs montés séparément sur chaque phase sont faciles à implanter, néanmoins ils souffrent de l'interaction entre les trois phases du système et affectent la stabilité. Les modulateurs construits sur les deux phases d'un plan biphasé sont plus robustes et assurent une meilleure stabilité.

Enfin la stratégie de commande appliquée à un filtre actif représente l'élément essentiel dans la performance du filtre. Les commandes linéaires sont conçues autour d'un point de fonctionnement et leur réponse dynamique est affectée loin de ce point. Des commandes avancées comme par exemple les commandes non-linéaires exactes, par mode de glissement et prédictives sont plus précises et assurent une meilleure stabilité. Nous verrons ces commandes dans les chapitres 3 et 4 de cette thèse.

## **CHAPITRE 3**

### **COMMANDE NON-LINÉAIRE DU FILTRE ACTIF SHUNT**

#### **3.1 Introduction**

L'idée des filtres actifs shunts est basée sur le principe d'injection des courants harmoniques dans le réseau, ayant la même amplitude et en opposition de phase avec les courants harmoniques engendrés par une charge non-linéaire. Généralement, les composantes harmoniques dans les courants de la charge non-linéaire sont extraites pour être utilisées comme références des courants du filtre actif, et la tension côté continu du filtre actif est mesurée pour être régulée dans une boucle de retour. Cette boucle de régulation impose un faible courant à la fréquence fondamentale en phase avec les tensions au point de raccordement pour compenser les pertes dans les éléments du filtre actif. En plus, grâce au progrès rapide dans la technologie des interrupteurs de puissance comme les "IGBT" et les "GTO", les filtres actifs shunts sont devenus une solution efficace dans la compensation des harmoniques des charges non-linéaires de faible et moyenne puissances.

D'ailleurs, l'installation d'un filtre actif shunt représente un bon choix du point de vue technique et économique, dans les conditions suivantes :

- La charge non-linéaire est de faible ou moyenne puissance et est du type source de courants harmoniques.
- Le facteur de déplacement est variable avec le point de fonctionnement de la charge et il s'aggrave à faible charge.
- Il existe une possibilité d'extension pouvant exiger l'ajout d'autres modules en parallèle. Les filtres actifs shunts peuvent être montés en parallèle sans risque d'interaction entre eux ou avec la source.

Dans ce chapitre le filtre actif shunt est modélisé en se basant sur la transformation matricielle des équations différentielles et différentes stratégies de commande de nature non-linéaire sont élaborées et appliquées dans la commande du filtre.

### 3.2 Modélisation du filtre actif shunt

Le système est montré dans la figure 3.1. Une source alternative triphasée  $v_s$ , ayant une inductance  $L_s$ , alimente une charge non-linéaire consistant en un pont complet à thyristors alimentant une charge inductive. La charge non-linéaire appelle des courants riches en harmoniques caractéristiques de rangs faibles (5<sup>e</sup>, 7<sup>e</sup>, 11<sup>e</sup>, 13<sup>e</sup>, etc). Un filtre actif constitué d'un pont à six interrupteurs, en configuration source de tension et ayant des inductances ( $L_c$ ,  $R_c$ ) à l'entrée et un condensateur  $C$  à la sortie, est branché en parallèle avec la charge afin de compenser la composante harmonique des courants  $[i_{L123}] = [i_{L1} \ i_{L2} \ i_{L3}]^T$ , ce qui permet à la source de fournir des courants  $[i_{s123}] = [i_{s1} \ i_{s2} \ i_{s3}]^T$  quasi sinusoïdaux. Les tensions simples au point de branchement du filtre actif sont  $[v_{123}] = [v_1 \ v_2 \ v_3]^T$ . Les courants dans les trois phases à l'entrée du filtre sont  $[i_{123}] = [i_1 \ i_2 \ i_3]^T$ , et les tensions entre les entrées du convertisseur et le point M sont  $[v_{123M}] = [v_{1M} \ v_{2M} \ v_{3M}]^T$ . Les tensions  $v_{dc}$  et  $v_{MN}$  représentent les différences de potentiel respectivement aux bornes du condensateur  $C$  et entre le point M et le point neutre N de la source.

Le filtre actif shunt sera modélisé dans le plan 'abc' et une fonction séquentielle de l'état des interrupteurs sera définie. La particularité de cette fonction réside dans le fait qu'elle forme un système triphasé possédant les mêmes caractéristiques que les systèmes de courants et tensions. Le modèle ainsi obtenu sera transformé au plan tournant 'dq' en appliquant les matrices de transformation directement sur les systèmes triphasés.

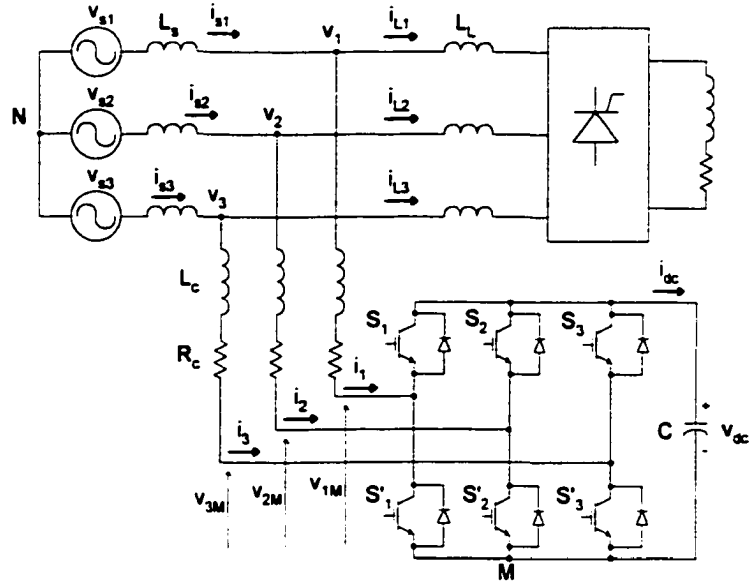


Figure 3.1 Système triphasé comportant le filtre actif shunt.

### 3.2.1 Modélisation dans le plan 'abc'

Les lois de Kirchhoff appliquées pour chaque phase au point de raccordement du filtre actif donnent :

$$\begin{aligned} v_1 &= L_c \frac{di_1}{dt} + R_c i_1 + v_{1M} + v_{MN} \\ v_2 &= L_c \frac{di_2}{dt} + R_c i_2 + v_{2M} + v_{MN} \\ v_3 &= L_c \frac{di_3}{dt} + R_c i_3 + v_{3M} + v_{MN} \end{aligned} \quad (3.1)$$

En effectuant la somme des trois tensions supposées équilibrées et en tenant compte de l'absence d'une composante homopolaire dans les courants d'un système triphasé à trois fils, nous obtenons :

$$v_{MN} = -\frac{1}{3} \sum_{m=1}^3 v_{mM} \quad (3.2)$$

D'autre part, nous définissons la fonction de commutation (ou de modulation)  $c_k$  du bras  $k$  du convertisseur comme étant l'état binaire de ses deux interrupteurs  $S_k$  et  $S'_k$ . D'où,

$$c_k = \begin{cases} 1, & \text{si } S_k \text{ est fermé et } S'_k \text{ est ouvert} \\ 0, & \text{si } S_k \text{ est ouvert et } S'_k \text{ est fermé} \end{cases}$$

Nous pouvons ainsi écrire  $v_{kM} = c_k v_{dc}$ , ce qui permet de déduire:

$$v_{MN} = -\frac{1}{3} \sum_m c_m v_{dc} \quad (3.3)$$

L'équation différentielle régissant la phase k devient:

$$v_k = L_c \frac{di_k}{dt} + R_c i_k + c_k v_{dc} - \frac{1}{3} \sum_{m=1}^3 c_m v_{dc}$$

ou encore

$$\frac{di_k}{dt} = -\frac{R_c}{L_c} i_k - \frac{1}{L_c} \left( c_k - \frac{1}{3} \sum_{m=1}^3 c_m \right) v_{dc} + \frac{v_k}{L_c}, \quad k = 1, 2, 3. \quad (3.4)$$

Sachant qu'il existe huit séquences de fonctionnement possibles du convertisseur actif, nous définissons la fonction séquentielle  $d_{nk}$  comme étant:

$$d_{nk} = \left( c_k - \frac{1}{3} \sum_{m=1}^3 c_m \right)_n \quad (3.5)$$

La valeur de  $d_{nk}$  dépend simultanément de la séquence de fonctionnement n ( $n=0, 1, \dots, 7$ ) du convertisseur et de la phase k pour laquelle elle est évaluée. Cela démontre l'interaction entre les trois phases. Le tableau V donne la valeur de  $d_{nk}$  selon la séquence de fonctionnement et pour chaque phase du système. D'ailleurs, sachant qu'il existe huit séquences de fonctionnements permises, la conversion de la matrice colonne  $[c_{123}]$  à la matrice colonne  $[d_{n123}]$ , est donnée par :

$$\begin{bmatrix} d_{n1} \\ d_{n2} \\ d_{n3} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \\ c_3 \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

Il est à souligner que  $\sum_{m=1}^3 d_{nm} = 0$  et que le rang de la matrice de transformation des fonctions de commutation  $[c_{123}] = [c_1 \ c_2 \ c_3]^T$  aux fonctions séquentielles  $[d_{n123}] = [d_{n1} \ d_{n2} \ d_{n3}]^T$  est égal à 2.

Tableau V

Valeur de  $d_{nk}$  selon la séquence n et la phase k

n	$[c_1 \ c_2 \ c_3]$	$d_{nk}$		
		k = 1	k = 2	k = 3
0	[0 0 0]	0	0	0
1	[1 0 0]	2/3	-1/3	-1/3
2	[1 1 0]	1/3	1/3	-2/3
3	[0 1 0]	-1/3	2/3	-1/3
4	[0 1 1]	-2/3	1/3	1/3
5	[0 0 1]	-1/3	-1/3	2/3
6	[1 0 1]	1/3	-2/3	1/3
7	[1 1 1]	0	0	0

De ce qui précède, le schéma équivalent par phase du système sera déduit et il est montré à la figure 3.2.

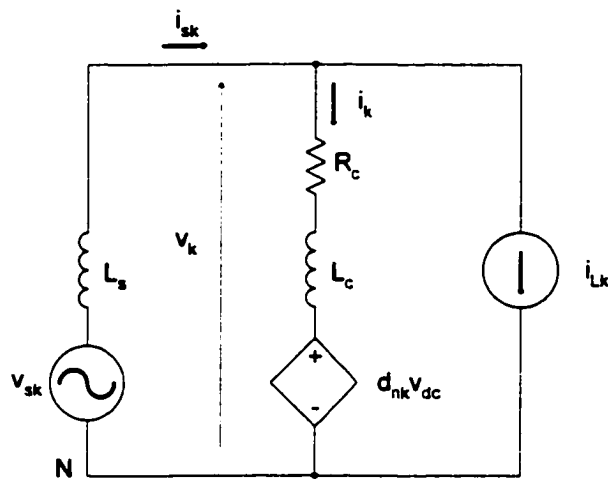


Figure 3.2 Schéma équivalent par phase du système.

D'ailleurs, nous pouvons écrire du côté CC du filtre actif:

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} i_{dc} \quad (3.7)$$

Or, la loi de Kirchhoff pour les courants donne:

$$i_{dc} = c_1 i_1 + c_2 i_2 + c_3 i_3$$

et nous pouvons aisément vérifier que:

$$\sum_{m=1}^3 d_{nm} i_m = \sum_{m=1}^3 c_m i_m$$

ce qui permet d'écrire

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} \sum_{m=1}^3 d_{nm} i_m \quad (3.8)$$

et ayant

$$d_{n3} = -d_{n1} - d_{n2}$$

et

$$i_3 = -i_1 - i_2$$

l'équation différentielle du côté CC devient:

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} (2d_{n1} + d_{n2}) i_1 + \frac{1}{C} (d_{n1} + 2d_{n2}) i_2 \quad (3.9)$$

En tenant compte de l'absence de la séquence homopolaire dans le système des courants, la représentation en modèle d'état du filtre actif dans le plan 'abc' est alors:

$$\begin{aligned} L_c \frac{di_1}{dt} &= -R_c i_1 - d_{n1} v_{dc} + v_1 \\ L_c \frac{di_2}{dt} &= -R_c i_2 - d_{n2} v_{dc} + v_2 \\ C \frac{dv_{dc}}{dt} &= (2d_{n1} + d_{n2}) i_1 + (d_{n1} + 2d_{n2}) i_2 \end{aligned} \quad (3.10)$$

Il est à noter que ce modèle est une représentation minimale dans l'espace d'état. Cependant, le modèle est variable dans le temps et non-linéaire. De plus, la composante fondamentale des variables d'état en régime permanent est sinusoïdale. Dans le but de faciliter la commande, le modèle peut être transformé au plan synchrone 'dq' tournant à



la fréquence fondamentale angulaire  $\omega$ . Cette transformation rend constante la composante directe à la fréquence fondamentale des variables d'état.

### 3.2.2 Conversion abc/dq du modèle

Le modèle du système peut être transformé au plan synchrone 'dqo' tournant à la vitesse angulaire  $\omega$  et formant ainsi avec le plan stationnaire 'abc' un angle  $\theta = \omega t$ . Sachant que la conversion du plan 'dqo' au plan 'abc' peut se faire à l'aide de la matrice  $C_{123}^{dqo}$  suivante:

$$C_{123}^{dqo} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & \cos \theta & -\sin \theta \\ 1/\sqrt{2} & \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & \cos(\theta - 4\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

La conversion inverse est alors obtenue à partir de la matrice transposée de  $C_{123}^{dqo}$ . D'où :

$$C_{dqo}^{123} = (C_{123}^{dqo})^{-1} = (C_{123}^{dqo})^T$$

D'où, en posant la troisième équation du modèle, donnée par la relation (3.8), sous la forme suivante:

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} [d_{n123}]^T [i_{123}]$$

nous pouvons effectuer le développement suivant:

$$\begin{aligned} \frac{dv_{dc}}{dt} &= \frac{1}{C} (C_{123}^{dqo} [d_{ndqo}])^T (C_{123}^{dqo} [i_{dqo}]) \\ &= \frac{1}{C} [d_{ndqo}]^T (C_{123}^{dqo})^T (C_{123}^{dqo}) [i_{dqo}] \\ &= \frac{1}{C} [d_{ndqo}]^T [i_{dqo}] \\ &= \frac{d_{nd} i_d}{C} + \frac{d_{nq} i_q}{C} + \frac{d_{n0} i_o}{C} \end{aligned}$$

Et sachant que  $d_{n0} = 0$  et  $i_o = 0$ , nous obtenons:

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{d_{nd}i_d}{C} + \frac{d_{nq}i_q}{C} \quad (3.12)$$

La transformation des équations différentielles écrites du côté alternatif du filtre actif peut se faire tout en tenant compte à priori de l'absence de la composante homopolaire dans les différents systèmes triphasés. La matrice de transformation simplifiée du plan stationnaire 'abc' au plan 'dq' devient:

$$C_{dq}^{12} = \sqrt{2} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \pi/6) & \sin \theta \\ -\sin(\theta - \pi/6) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

et la transformation inverse s'obtient à l'aide de la matrice simplifiée suivante:

$$C_{12}^{dq} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin(\theta - \pi/6) & \cos(\theta - \pi/6) \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

De cette façon le modèle stationnaire ayant comme variables d'état  $\{i_1, i_2, v_{dc}\}$  sera transformé en un modèle synchrone ayant comme variables d'état  $\{i_d, i_q, v_{dc}\}$ , et la relation entre les deux groupes de variables d'état sera:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ v_{dc} \end{bmatrix} = \sqrt{2} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \pi/6) & \sin \theta & 0 \\ -\sin(\theta - \pi/6) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ v_{dc} \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

Les deux premières équations du modèle stationnaire peuvent être mises sous la forme suivante:

$$\frac{d}{dt} [i_{12}] = -\frac{R_c}{L_c} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} [i_{12}] - \frac{1}{L_c} [d_{n12}] v_{dc} + \frac{1}{L_c} [v_{12}]$$

où  $[i_{12}] = [i_1, i_2]^T$ ,  $[d_{n12}] = [d_{n1}, d_{n2}]^T$  et  $[v_{12}] = [v_1, v_2]^T$  sont les deux premières composantes des vecteurs dans le plan triphasé stationnaire 'abc'. Cela implique:

$$\frac{d}{dt} [C_{dq}^{12} [i_{dq}]] = -\frac{R_c}{L_c} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} C_{dq}^{12} [i_{dq}] - \frac{1}{L_c} C_{dq}^{12} [d_{ndq}] v_{dc} + \frac{1}{L_c} C_{dq}^{12} [v_{dq}]$$

où  $[i_{dq}] = [i_d, i_q]^T$ ,  $[d_{ndq}] = [d_{nd}, d_{nq}]^T$  et  $[v_{dq}] = [v_d, v_q]^T$  sont les vecteurs dans le plan synchrone 'dq' (le plan biphasé tournant à la vitesse  $\omega$ ).

Et en appliquant l'égalité suivante :

$$\frac{d}{dt} [C_{12}^{dq} [i_{dq}]] = C_{12}^{dq} \frac{d}{dt} [i_{dq}] + \left( \frac{d}{dt} C_{12}^{dq} \right) [i_{dq}]$$

nous pouvons écrire:

$$\frac{d}{dt} [i_{dq}] = \left( - (C_{12}^{dq})^{-1} \left( \frac{d}{dt} C_{12}^{dq} \right) - \frac{R_c}{L_c} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \right) [i_{dq}] - \frac{1}{L_c} [d_{ndq}] v_{dc} + \frac{1}{L_c} [v_{dq}]$$

Nous pouvons vérifier que :

$$(C_{12}^{dq})^{-1} \left( \frac{d}{dt} C_{12}^{dq} \right) = \frac{2}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 0 & -\omega \cos(\pi/6) \\ \omega \cos(\pi/6) & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix}$$

Cela permet de déduire les expressions des deux premières équations du modèle d'état dans le plan synchrone 'dq', comme suit:

$$\frac{d}{dt} [i_{dq}] = - \begin{bmatrix} R_c / L_c & -\omega \\ \omega & R_c / L_c \end{bmatrix} [i_{dq}] - \frac{1}{L_c} [d_{ndq}] v_{dc} + \frac{1}{L_c} [v_{dq}] \quad (3.16)$$

Nous concluons que la représentation en modèle d'état dans le plan synchrone dq du filtre actif obtenue d'après les relations (3.12) et (3.16), est la suivante:

$$\begin{aligned} L_c \frac{di_d}{dt} &= -R_c i_d + L_c \omega i_q - v_{dc} d_{nd} + v_d \\ L_c \frac{di_q}{dt} &= -R_c i_q - L_c \omega i_d - v_{dc} d_{nq} + v_q \\ C \frac{dv_{dc}}{dt} &= d_{nd} i_d + d_{nq} i_q \end{aligned} \quad (3.17)$$

Ce modèle est non-linéaire ayant des termes multipliant une variable d'état ( $i_d$ ,  $i_q$ , ou  $v_{dc}$ ) avec une entrée ( $d_{nd}$  ou  $d_{nq}$ ). Cependant ce modèle est invariant dans le temps durant une séquence de fonctionnement donnée.

### 3.3 Commande non-linéaire en boucles indépendantes

La figure 3.3 montre le schéma bloc du circuit de puissance et de la commande. Les courants injectés par le filtre actif sont contrôlés dans le plan 'dq' en utilisant une stratégie de commande non-linéaire basée sur le découplage des boucles d'asservissement [63], [77]. Les références harmoniques sont extraites des courants de la

charge non-linéaire dans le plan 'dq'. L'erreur de la tension continue du filtre actif est ajoutée à la référence du courant sur l'axe d. La fonction de transfert de chaque boucle est élaborée et analysée afin d'obtenir la stabilité et la réponse dynamique désirées.

La stratégie de commande utilisée sépare la dynamique des boucles internes (boucles des courants) de la dynamique de la boucle externe (boucle de la tension continue). Des compensateurs du type proportionnel-intégral (PI) sont insérés dans l'asservissement de chaque courant pour forcer les courants injectés à suivre rapidement leurs références. En plus, un pré-filtre du premier ordre est ajouté à l'entrée de chaque boucle pour éviter les dépassements transitoires dus au zéro à droite dans les fonctions de transfert en chaîne fermée. En ce qui concerne la boucle externe, un compensateur PI est aussi utilisé pour réguler la tension continue à une valeur de consigne. L'erreur compensée à la sortie de ce dernier PI sera ajoutée à la référence du courant sur l'axe 'd'.

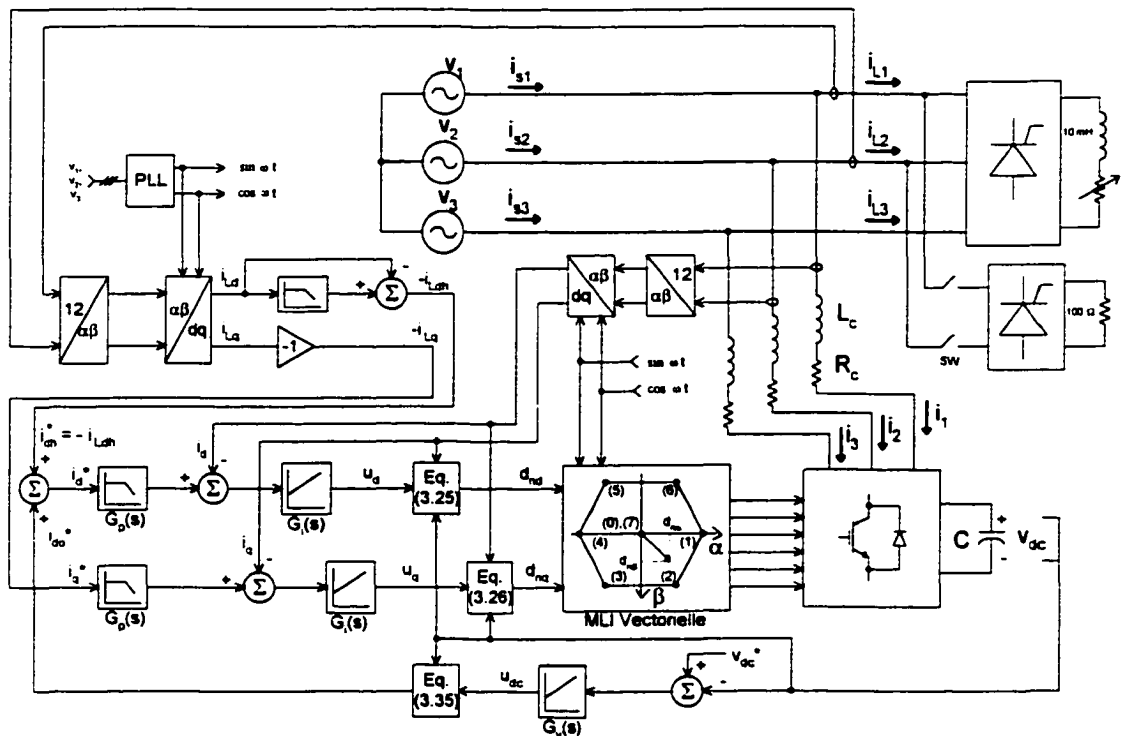


Figure 3.3 Schéma bloc du système global avec la commande.

### 3.3.1 Boucles des courants

La boucle de chaque courant sur les axes 'd' et 'q' doit être rapide pour effectuer un bon suivi des consignes. Par contre la boucle de la tension continue doit être préférablement lente. Ainsi, la séparation des fréquences naturelles des dynamiques des courants de celle de la dynamique de la tension continue évite l'interaction entre les différentes boucles et permet l'analyse de l'asservissement de chacune des variables d'état indépendamment des autres.

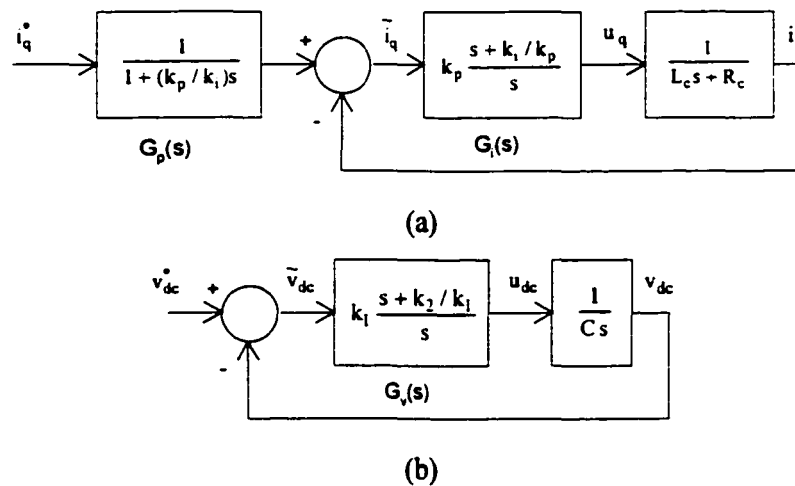


Figure 3.4 Schémas bloc. (a) Boucle interne du courant  $i_q$ . (b) Boucle externe de la tension en considérant la boucle interne idéale.

Les deux premières équations différentielles du modèle (3.17) établi sont réécrites sous la forme suivante :

$$\begin{aligned}
 L_c \frac{di_d}{dt} + R_c i_d &= L_c \omega i_q - v_{dc} d_{nd} + v_d \\
 L_c \frac{di_q}{dt} + R_c i_q &= -L_c \omega i_d - v_{dc} d_{nq} + v_q
 \end{aligned}
 \tag{3.18}$$

Ces équations représentent les dynamiques des courants  $i_d$  et  $i_q$  du filtre actif. Nous notons que ces dynamiques sont couplées et non-linéaires. D'une part, le couplage est dû à la présence de  $i_q$  dans l'équation différentielle contenant la dérivée première de  $i_d$ , et inversement. D'autre part, la non-linéarité est due aux termes multipliant les entrées avec la troisième variable d'état  $v_{dc}$ . La méthode de commande proposée ci-dessous effectue le découplage et la linéarisation de ces dynamiques par le biais de l'introduction des nouvelles entrées équivalentes. Ces entrées sont définies comme suit :

$$\begin{aligned} u_d &= L_c \omega i_q - v_{dc} d_{nd} + v_d \\ u_q &= -L_c \omega i_d - v_{dc} d_{nq} + v_q \end{aligned} \quad (3.19)$$

L'application de ces entrées équivalentes transforme le problème des dynamiques couplées en un problème de dynamiques découplées. De cette façon, les courants  $i_d$  et  $i_q$  peuvent être commandés indépendamment l'un de l'autre en agissant sur les entrées  $u_d$  et  $u_q$ , respectivement. De plus, l'utilisation de compensateurs proportionnel-intégral permet l'obtention d'une réponse dynamique rapide et l'annulation de l'erreur en régime permanent des composantes continues dans les consignes. Les compensateurs ont les expressions suivantes :

$$\begin{aligned} u_d &= k_p \tilde{i}_d + k_i \int \tilde{i}_d dt \\ u_q &= k_p \tilde{i}_q + k_i \int \tilde{i}_q dt \end{aligned} \quad (3.20)$$

où  $\tilde{i}_d = i_d^* - i_d$  et  $\tilde{i}_q = i_q^* - i_q$  sont les erreurs des courants, ainsi  $i_d^*$  et  $i_q^*$  sont les références des signaux  $i_d$  et  $i_q$ . Ayant un problème de dynamiques linéaires à traiter, une analyse fréquentielle utilisant les fonctions de transfert est adoptée.

Les fonctions de transfert des compensateurs sont :

$$G_i(s) = \frac{U_q(s)}{\tilde{I}_q(s)} = \frac{U_d(s)}{\tilde{I}_d(s)} = k_p \frac{s + k_i / k_p}{s} \quad (3.21)$$

et la fonction de transfert en chaîne fermée de chacun des deux courants est :

$$\frac{I_q(s)}{I_q^*(s)} = \frac{I_d(s)}{I_d^*(s)} = \frac{k_p}{L_c} \frac{s + k_i / k_p}{s^2 + \frac{(R_c + k_p)}{L_c} s + \frac{k_i}{L_c}} \quad (3.22)$$

Notons la présence d'un zéro dans cette dernière fonction de transfert. Ce zéro affectera la réponse transitoire des courants en créant un dépassement réel très élevé. En effet, pour un facteur d'amortissement  $\zeta = \sqrt{2} / 2$ , le dépassement réel est de 21%. Afin de remédier à ce problème, un pré-filtre est ajouté comme montré à la figure 3.3. La fonction de transfert  $G_p(s)$  de ce pré-filtre est :

$$G_p(s) = \frac{1}{1 + (k_p / k_i)s} \quad (3.23)$$

Par conséquent, la réponse de chacune des boucles de courant devient celle d'une fonction de transfert du second ordre ne contenant pas un zéro. La figure 3.4(a) représente le schéma bloc de la boucle du courant  $i_q$  et montre l'emplacement du pré-filtre. Les relations de conception suivantes sont utilisées :

$$k_p = 2\zeta\omega_{ni}L_c - R_c \quad \text{et} \quad k_i = L_c\omega_{ni}^2. \quad (3.24)$$

Finalement, les lois de commande des boucles de courant sont :

$$d_{nd} = \frac{v_d + L_c\omega i_q - u_d}{v_{dc}} \quad (3.25)$$

$$d_{nq} = \frac{v_q - L_c\omega i_d - u_q}{v_{dc}} \quad (3.26)$$

Notons que les entrées  $d_{nd}$  et  $d_{nq}$  comportent un terme d'annulation de la non-linéarité et un terme de découplage.  $v_d$  et  $v_q$  seront remplacées par leurs valeurs nominales.

### 3.3.2 Boucle de régulation de la tension continue

Les puissances active et réactive instantanées à l'entrée du filtre actif sont exprimées par :

$$p = v_d i_d + v_q i_q \quad \text{et} \quad q = v_d i_q - v_q i_d$$

Ces expressions montrent que dans le but de compenser les pertes dans les éléments du filtre actif, on peut agir sur  $i_d$  ou  $i_q$ . En plus, dans le cas où le système des tensions de la source est équilibré,  $v_q$  est nul. En effet, soit le système des tensions équilibrées suivantes :

$$\begin{aligned} v_1 &= \hat{V} \cos(\omega t) \\ v_2 &= \hat{V} \cos(\omega t - 2\pi/3) \\ v_3 &= \hat{V} \cos(\omega t - 4\pi/3) \end{aligned}$$

La transformation de ces tensions au plan synchrone d-q donne les valeurs nominales de  $v_d$  et  $v_q$  :

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \sqrt{2} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \pi/6) & \sin \theta \\ -\sin(\theta - \pi/6) & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} \hat{V} \\ 0 \end{bmatrix}$$

Par conséquent les puissances instantanées s'écrivent :

$$p = v_d i_d \quad \text{et} \quad q = v_d i_q$$

Cela démontre qu'il suffit d'agir sur  $i_d$  pour compenser les pertes dans le filtre actif.

Pour analyser cette boucle de régulation, récrivons la troisième équation du modèle sous la forme suivante :

$$C \frac{dv_{dc}}{dt} = d_{nd} i_d + d_{nq} i_q \quad (3.27)$$

Définissons l'entrée équivalente  $u_{dc}$  suivante :

$$u_{dc} = d_{nd} i_d + d_{nq} i_q \quad (3.28)$$

Un compensateur proportionnel-intégral de l'erreur de tension  $\tilde{v}_{dc} = v_{dc}^* - v_{dc}$  est utilisé. Ainsi :

$$u_{dc} = k_1 \tilde{v}_{dc} + k_2 \int \tilde{v}_{dc} dt \quad (3.29)$$

dont la fonction de transfert s'écrit :

$$G_v(s) = \frac{U_{dc}(s)}{\tilde{V}_{dc}(s)} = k_1 \frac{s + k_2 / k_1}{s} \quad (3.30)$$



La fonction de transfert de la boucle de régulation de la tension (figure 3.4(b)), en supposant les boucles des courants idéales, a la forme suivante :

$$\frac{V_{dc}(s)}{V_{dc}^*(s)} = 2\zeta\omega_{nv} \frac{s + \frac{\omega_{nv}}{2\zeta}}{s^2 + 2\zeta\omega_{nv}s + \omega_{nv}^2} \quad (3.31)$$

Les gains du compensateur seront calculés d'après les relations suivantes :

$$k_1 = 2\zeta\omega_{nv}C \text{ et } k_2 = \omega_{nv}^2 C. \quad (3.32)$$

L'effort de la commande attribué à cette boucle est donné par :

$$i_{do}^* = \frac{u_{dc} - d_{nq}i_q}{d_{nd}} = \frac{u_{dc}v_{dc} - d_{nq}v_{dc}i_q}{d_{nd}v_{dc}} \quad (3.33)$$

En supposant l'asservissement des courants idéal et en fonctionnement normal du filtre actif, les propriétés suivantes sont applicables :

$$d_{nq}v_{dc} \approx v_q = 0 \text{ et } d_{nd}v_{dc} \approx v_d = \sqrt{3/2}\hat{V}. \quad (3.34)$$

L'effort de la commande peut alors être approximé par :

$$i_{do}^* \approx \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{v_{dc}}{\hat{V}} u_{dc} \quad (3.35)$$

Cette référence de courant  $i_{do}^*$  sera ajoutée à la référence du courant  $i_d$  comme le montre la figure 3.3. La composante  $i_{do}^*$  est du type continu et aura pour rôle de forcer le filtre actif à générer ou à absorber un courant à la fréquence fondamentale et en phase avec la tension  $v_1$ . Cela permet de compenser les pertes dans les éléments dissipatifs du filtre. En plus, avec la conception de la boucle de tension considérablement plus lente que les boucles de courant, toute interaction possible entre ces boucles sera évitée.

### 3.3.3 Extraction des références harmoniques

Les courants de la charge non-linéaire  $i_{L1}$  et  $i_{L2}$  sont mesurés et transformés au plan synchrone 'dq' à l'aide des matrices de transformation suivantes :

$$C_{\alpha\beta}^{12} = \begin{bmatrix} \sqrt{3/2} & 0 \\ 1/\sqrt{2} & \sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (3.36)$$

$$C_{dq}^{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (3.37)$$

Dans le plan synchrone 'dq' tournant à la fréquence fondamentale  $\omega$ , les courants  $i_{Ld}$  et  $i_{Lq}$  de la charge non-linéaire peuvent être écrits sous la forme suivante :

$$\begin{aligned} i_{Ld} &= I_{Ld} + i_{Ldh} \\ i_{Lq} &= I_{Lq} + i_{Lqh} \end{aligned} \quad (3.38)$$

La composante fondamentale de séquence directe des courants de la charge non-linéaire dans le plan 'abc' sera transformée à des composantes continues  $I_{Ld}$  et  $I_{Lq}$  dans le plan synchrone 'dq'. La composante  $I_{Ld}$  est l'image du courant fondamental en phase avec la tension simple dans le plan 'abc' (puissance active). Comme le montre la figure 3.3, un filtre passe bas en association avec une sommation permettent d'obtenir la composante –  $i_{Ldh}$  qui représente la référence du courant harmonique sur l'axe d du filtre actif. La fonction de transfert du filtre passe bas utilisé est :

$$G_{LPF} = \frac{k\omega_0^4}{(s^2 + (2\omega_0 \cos \varphi_1)s + \omega_0^2)(s^2 + (2\omega_0 \cos \varphi_2)s + \omega_0^2)} \quad (3.39)$$

Ce filtre de Butterworth d'ordre quatre est conçu pour avoir une fréquence de coupure  $f_p = 20$  Hz et les quatre pôles possèdent la même fréquence  $f_0 = 25$  Hz.

D'autre part, pour l'axe q, la composante  $I_{Lq}$  est l'image du courant en quadrature avec la tension dans le plan 'abc' (puissance réactive). Par conséquent, le courant  $i_{Lq}$  avec inversion de signe sera utilisé au complet comme référence harmonique. De cette façon, les courants harmoniques et la puissance réactive seront compensées simultanément.

D'ailleurs cette méthode requiert la génération de signaux sinusoidaux en phase et en quadrature avec la tension simple  $v_1$ . Cela peut être obtenu à l'aide d'une boucle de verrouillage de phase (PLL) comme le montre la figure 3.3.

Finalement, les courants de référence du filtre actif sont donnés par :

$$\begin{aligned} i_d^* &= -i_{Ldh} + i_{do}^* \\ i_q^* &= -i_{Lq} \end{aligned} \quad (3.40)$$

### 3.3.4 Modulation vectorielle

La réalisation des entrées  $[u_1 \ u_2]^T = [d_{nd} \ d_{nq}]^T$  peut être effectuée par une stratégie de modulation vectorielle comme le montre la figure 3.5. Dans cette stratégie, l'ordre séquentiel des états utilise d'une façon symétrique les états 0 et 7. Dans le secteur 1, par exemple, l'ordre séquentiel des états est 0-1-2-7-2-1-0, et la durée de chaque état est :

$$\Delta t_1 = \frac{\sqrt{6}d_{n\alpha} - \sqrt{2}d_{n\beta}}{4f_s}, \quad \Delta t_2 = \frac{\sqrt{2}d_{n\beta}}{2f_s}, \quad \text{et} \quad \Delta t_7 = 2\Delta t_0 = \frac{1}{2f_s} - (\Delta t_1 + \Delta t_2)$$

où  $f_s$  est la fréquence de commutation et les coordonnées des entrées dans le plan ' $\alpha\beta$ '

sont obtenues par :

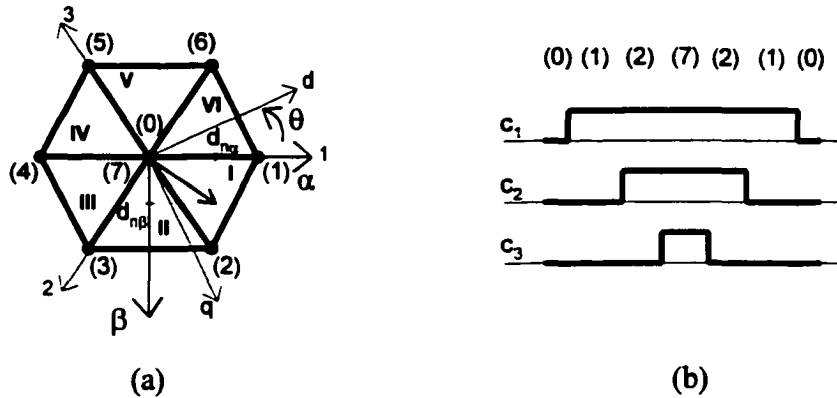
$$\begin{bmatrix} d_{n\alpha} \\ d_{n\beta} \end{bmatrix} = C_{\alpha\beta}^{dq} \begin{bmatrix} d_{nd} \\ d_{nq} \end{bmatrix}$$


Figure 3.5 Modulation vectorielle. (a) Un vecteur de référence dans le secteur I. (b) L'ordre séquentiel des états résultant.

### 3.3.5 Résultats de la simulation

Pour valider l'exactitude de la stratégie de commande développée, le système est simulé en utilisant le "Power System Blockset (PSB)" dans l'environnement Matlab/Simulink. Les paramètres du système sont donnés par le tableau VI. Quatre différents aspects dans le fonctionnement du filtre actif sont examinés dans ces simulations.

Tableau VI

Paramètres du système pour la commande non-linéaire

Tension de la source	$V_s = 110 \text{ V (efficace/phase)}$
Inductance de ligne	$L_s = 0.05 \text{ mH}$
Puissance apparente de la charge	$S_L = 1.3 \text{ kVA}$
Inductance du filtre actif	$L_c = 1.5 \text{ mH}$
Résistance du filtre actif	$R_c = 0.1 \Omega$
Capacitance du filtre actif	$C = 1000 \mu\text{F}$
Tension continue du filtre actif	$V_{dc} = 350\text{V}$
Fréquence d'une boucle de courant	$\omega_{ni} = 6000\pi \text{ rad/s}$
Fréquence de la boucle de tension	$\omega_{nv} = 80\pi \text{ rad/s}$
Fréquence des commutations	$f_s = 20\text{kHz}$

#### 3.3.5.1 Compensation des harmoniques de rangs inférieurs

En régime permanent, la distorsion harmonique totale (THD) des courants de la charge non-linéaire est de 28.96%. La THD des courants de la source avec compensation est de 3.08%. Le tableau VII illustre le taux des amplitudes individuelles des composantes harmoniques de rangs inférieurs dans les courants de la source par rapport à la composante fondamentale.

Tableau VII

Taux harmonique dans les courants de la source

Ordre harmonique	1	5	7	11	13	17	19
Sans compensation	100	22.64	11.08	8.88	6.14	5.34	4.11
Avec compensation	100	1.35	0.75	0.79	0.66	0.90	0.78

### 3.3.5.2 Performance de l'asservissement des courants

Les boucles de courant sont conçues pour obtenir une réponse transitoire désirée (un faible dépassement et un suivi rapide), lors de la compensation d'une charge dynamique. Le redresseur à six impulsions est en fait une charge dynamique pour laquelle les formes d'ondes dans le plan 'dq' des courants de référence et des courants de compensation du filtre actif sont montrées dans la figure 3.6.

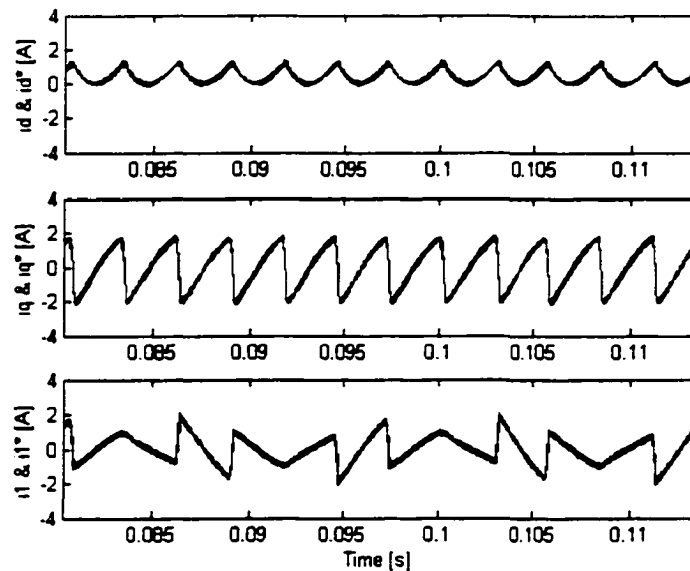


Figure 3.6 Formes d'ondes montrant la performance du suivi des boucles internes du filtre actif.

D'autre part, la caractéristique de découplage des courants de compensation dans le plan 'dq' est vérifiée par un essai approprié. En effet, une variation échelon de la référence de  $i_q$  de 0 à 5 A est effectuée à l'instant  $t = 60$  ms, et les résultats sont montrés dans la figure 3.7. Dans cet essai la charge non-linéaire est déconnectée et le courant actif  $i_d$  du filtre est dû aux pertes dans les résistances du système. Les résultats montrent que le courant  $i_d$  n'est pas affecté par la variation brusque de  $i_q$ , ce qui vérifie le découplage entre les deux boucles internes. Nous constatons aussi que la tension continue  $v_{dc}$  demeure régulée à sa valeur de consigne durant la variation du courant  $i_q$ .

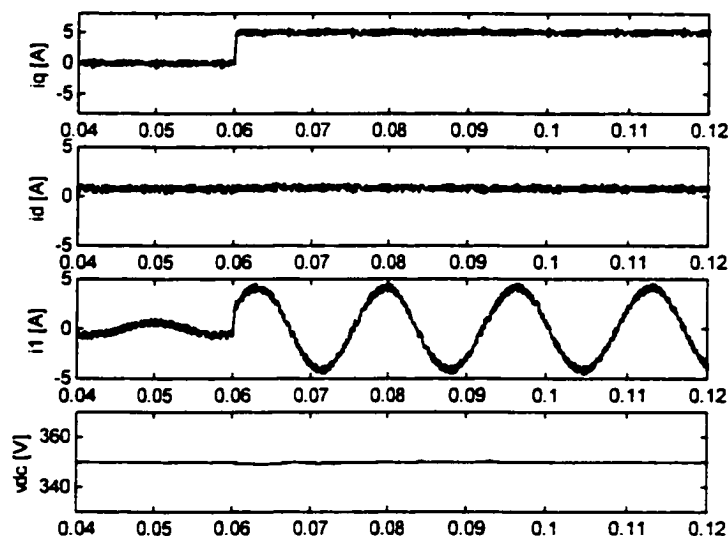


Figure 3.7 Formes d'ondes montrant le découplage des deux boucles internes.

### 3.3.5.3 Réponse en régime dynamique du filtre actif

La charge non-linéaire est sujette à une augmentation soudaine de 100% à l'instant  $t = 130$  ms et à une diminution soudaine à l'instant  $t = 220$  ms. La figure 3.8 montre les formes d'ondes des courants de charge, de source et du filtre dans la phase 'a'. La figure 3.9 illustre les courants du filtre dans le plan 'dq' et sa tension continue. Ces résultats confirment la bonne réponse dynamique de la stratégie de commande appliquée.

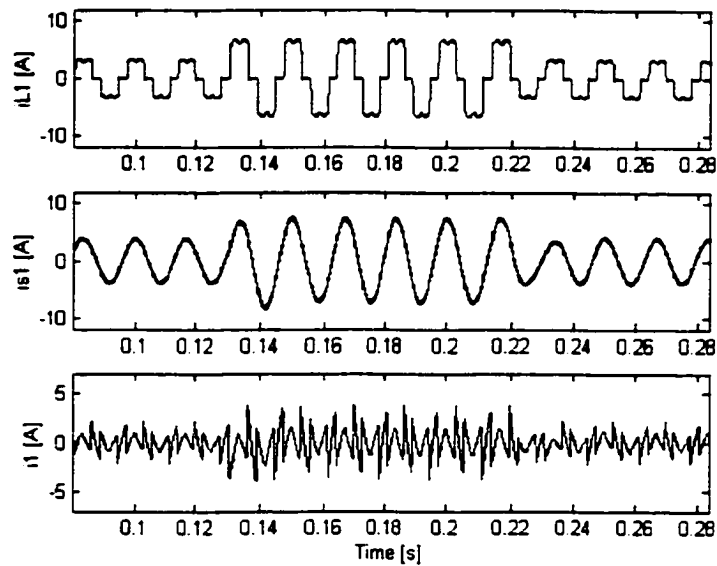


Figure 3.8 Les courants de la phase 'a' dans la charge, la source et le filtre actif (du haut en bas), montrant la réponse dynamique.

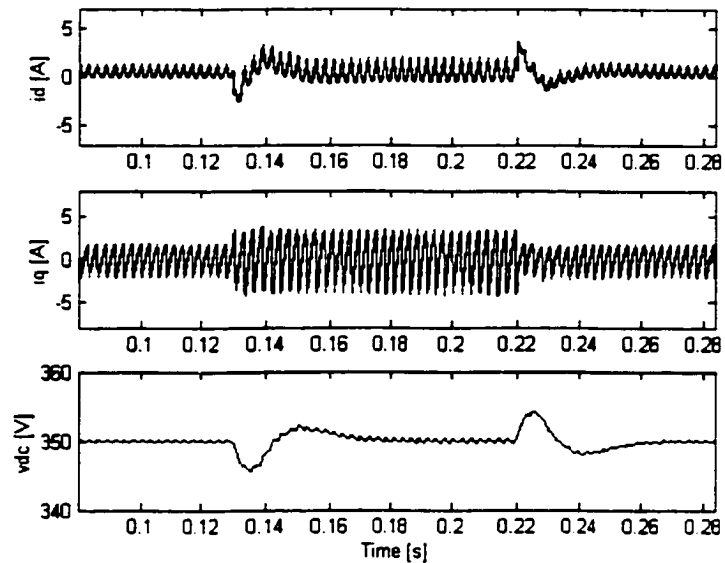


Figure 3.9 Les courants de compensation sur l'axe 'd' et sur l'axe 'q' et la tension continue (du haut en bas), montrant la réponse dynamique.

### 3.3.5.4 Comportement du filtre actif dans des conditions imparfaites

Le filtre actif est examiné lorsqu'il est soumis à des conditions imparfaites de la source triphasée ou de la charge non-linéaire. Un premier essai est mené lorsqu'un creux de 50% survient durant six cycles dans la phase 'a'. Les tensions simples de la source et les courants de la charge non-linéaire sont montrés respectivement dans les figures 3.10 et 3.11. Durant l'intervalle du creux de tension, les courants dans la charge sont alors déséquilibrés. D'ailleurs, les courants dans la source, illustrés dans la figure 3.12, montrent la performance du filtre actif durant cette perturbation. Ces courants restent équilibrés et dépollués d'harmoniques, ce qui confirme la capacité du filtre à compenser durant un creux sévère de la tension.

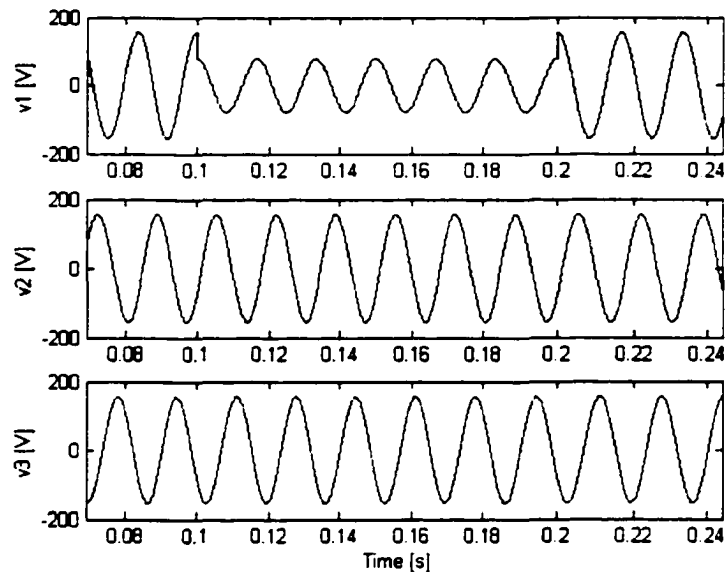
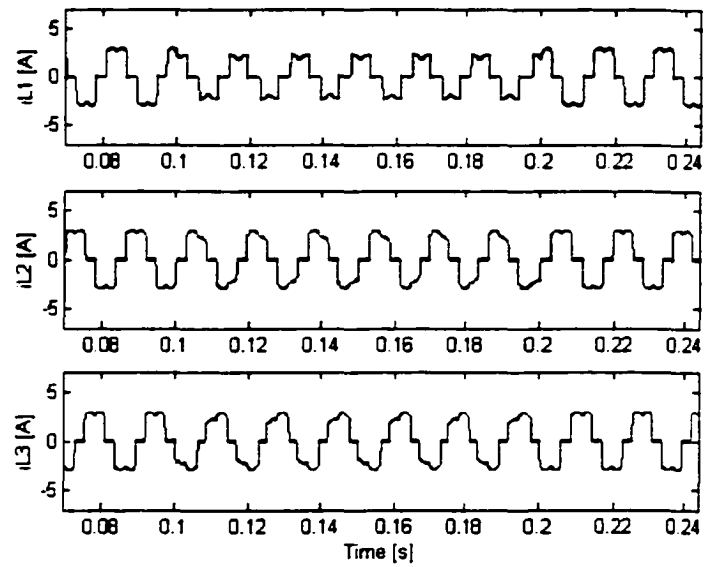
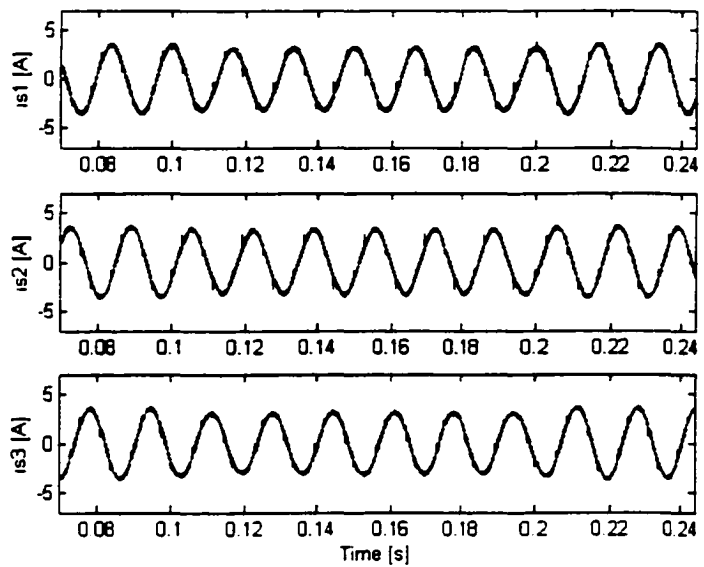


Figure 3.10 Les tensions simples de la source montrant le creux de tension dans la phase 'a' durant six périodes.





**Figure 3.11** Courants de la charge non-linéaire durant l'essai avec un creux de tension dans la phase 'a'.



**Figure 3.12** Courants de la source durant l'essai avec un creux de tension dans la phase 'a'.

Un autre essai est conduit dans le but d'évaluer la capacité du filtre actif de compenser des courants harmoniques non-caractéristiques engendrés par une charge non-linéaire déséquilibrée. Pour procéder à cet essai, la charge est constituée d'un redresseur triphasé en parallèle avec un redresseur monophasé fonctionnant avec un angle de retard à l'amorçage respectivement de  $0^\circ$  et de  $30^\circ$ . Le redresseur monophasé est branché entre les phases 'a' et 'b' et est alimenté lorsque l'interrupteur SW est fermé, comme le montre la figure 3.3. Les courants déséquilibrés globaux de la charge sont montrés dans la figure 3.13, pendant que la figure 3.14 illustre les formes d'ondes des courants de la source. Nous constatons que ces derniers courants sont équilibrés et quasi-sinusoïdaux. Les spectres harmoniques des courants de la charge et de la source sont tracés dans la figure 3.15 et montrent la capacité du filtre actif à atténuer les harmoniques non-caractéristiques dans les courants de la source.

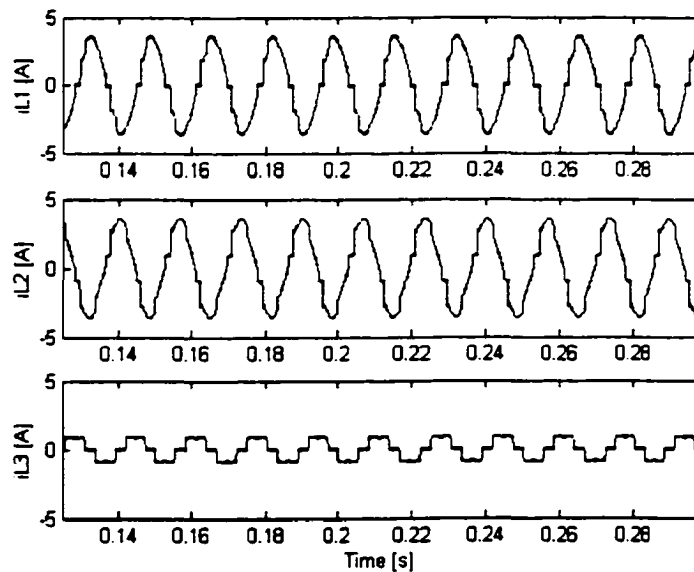


Figure 3.13 Courants des trois phases de la charge déséquilibrée constituée de deux redresseurs triphasé et monophasé en parallèle.

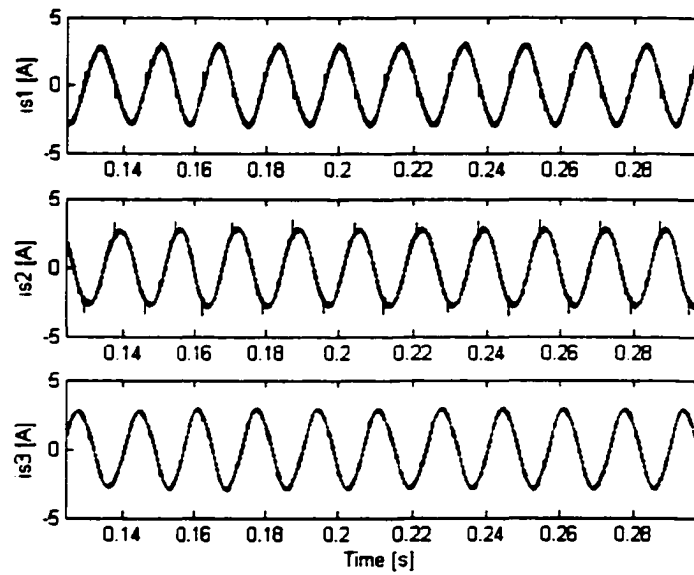


Figure 3.14 Courants de la source pour une charge déséquilibrée.

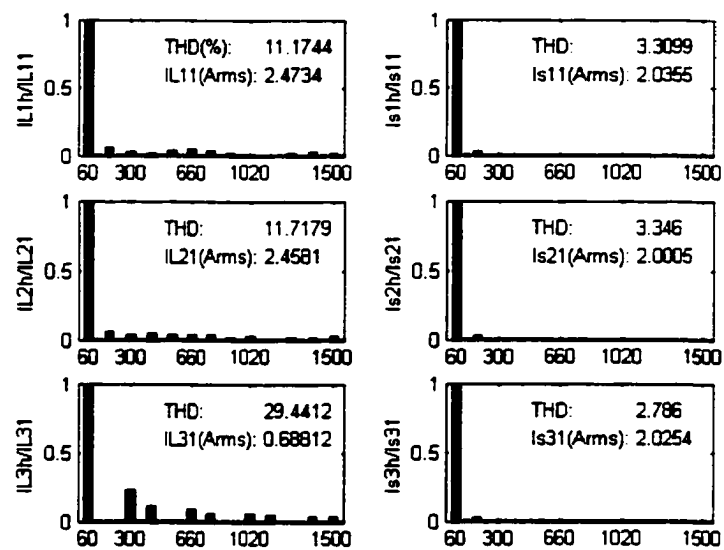


Figure 3.15 Spectres harmoniques des courants de la charge déséquilibrée et de la source.

### 3.4 Commande non-linéaire exacte

La commande non-linéaire exacte dans le sens entrée-sortie est appliquée pour la conception du contrôleur du filtre actif shunt. Dans une première approche, il sera considéré que le modèle du FA est commandé d'une façon globale grâce à l'introduction d'une entrée auxiliaire rendant le système multivariable à trois sorties et trois entrées. Dans une deuxième approche, le système est représenté en deux sous-systèmes l'un représente les dynamiques rapides et l'autre représente la dynamique lente. Le sous-système des dynamiques rapides est à entrées multiples et sorties multiples (MIMO), et celui de la dynamique lente est à une entrée et une sortie (SISO). Le problème de la commande non-linéaire du filtre actif est résolu en utilisant la technique de la rétroaction linéarisante appliquée sur chacun des deux sous-systèmes.

Dans cette section un rappel de la théorie reliée à la commande non-linéaire des systèmes SISO et MIMO est effectuée. Par la suite, le découplage des dynamiques rapides et lente basé sur la stratégie proposée est effectué. La technique proposée sera validée par voie de simulation en utilisant le coffre d'outil "Power System Blockset".

#### 3.4.1 Rappel sur la commande non-linéaire exacte

##### 3.4.1.1 Systèmes à une entrée et une sortie

Un système non-linéaire quelconque peut être linéarisé par une commande linéarisante exacte dans le sens entrée-sortie. Considérons le système non-linéaire suivant :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x) + g(x) u, & x(t_0) &= x_0 \in M \\ y &= h(x) \end{aligned} \tag{3.41}$$

où  $M$  est un manifold doux,  $u \in \mathcal{R}$ ,  $f(x)$  et  $g(x)$  sont des vecteurs de fonctions doux et  $h$  est une fonction douce dans  $M$ . Le degré relatif  $r$  d'un système est défini comme étant

le plus petit entier  $k$  pour lequel la dérivée  $y^{[k]}(t)$  est une fonction explicite de l'entrée  $u$ . En d'autre terme,  $r$  est le plus petit entier  $k$  pour lequel  $L_g L_f^{k-1} h \neq 0$ .

D'ailleurs, soit la fonction  $h: M \rightarrow \mathbb{R}$  et le champ vectoriel  $X(x)$  dans  $M$ ,  $L_X h(x)$  désigne la dérivée de Lie de  $h(x)$  le long de  $X(x)$  et peut être aussi écrite sous la forme suivante :

$$L_X h(x) = dh_x X(x)$$

La dérivation successive de (1) donne :

$$\begin{cases} y^{[1]}(t) = d h_{x(t)} (f(x(t)) + g(x(t)) u(t)) \\ \quad = L_f g(x(t)) + L_g h(x(t)) u(t) \\ \quad = L_f g(x(t)) \\ \quad \vdots \\ y^{[r-1]}(t) = L_f^{r-1} h(x(t)) \\ y^{[r]}(t) = L_f^r h(x(t)) + L_g L_f^{r-1} h(x(t)) u(t) \end{cases} \quad (3.42)$$

Notons que si  $r$  est le plus petit entier tel que  $L_g L_f^i h(x(t)) \equiv 0$  pour  $i = 1, 2, \dots, r-2$  et  $L_g L_f^{r-1} h(x(t))$  est borné et différent de zéro, alors la loi de commande non-linéaire :

$$u(t) = \frac{1}{L_g L_f^{r-1} h(x(t))} (-L_f^r h(x(t)) + w(t)) \quad (3.43)$$

donne le système linéaire suivant :

$$y^{[r]}(t) = w(t) \quad (3.44)$$

Ayant le système linéaire en boucle fermée sous la forme (3.44), une stratégie de commande linéaire peut être utilisée pour forcer la sortie à suivre la consigne  $y_d(t)$ .

L'erreur de suivi et sa dérivée d'ordre  $r$  sont  $e(t) = y(t) - y_d(t)$  et  $e^{[r]}(t) = y^{[r]}(t) - y_d^{[r]}(t)$ .

En substituant ses expressions dans la dernière équation de (3.42), on obtient :

$$e^{[r]}(t) = L_f^r h(x(t)) + L_g L_f^{r-1} h(x(t)) u(t) - y_d^{[r]}(t) \quad (3.45)$$

La conception du contrôleur est basée sur l'évolution de l'erreur  $e$  qui doit être gérée par une équation différentielle globalement asymptotiquement stable de la forme suivante :

$$e^{[r-1]}(t) + k_{r-2} e^{[r-2]}(t) + \dots + k_0 e(t) = 0 \quad (3.46)$$

où les paramètres  $k_{r-2}, \dots, k_0$  sont les coefficients du polynôme de Hurwitz. Ils peuvent être obtenus par la méthode de placement des pôles.

### 3.4.1.2 Systèmes à entrées multiples et sorties multiples

Considérons le système non-linéaire multivariable suivant :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x(t)) + \sum_{i=1}^p u_i(t) \cdot g_i(x(t)) = f(x(t)) + g(x(t)) u(t) \\ y_1(t) = h_1(x(t)) \\ \vdots \\ y_p(t) = h_p(x(t)) \end{cases} \quad (3.47)$$

où  $x(t) \in M$ , un  $n$ -dimension champs doux, le vecteur de commande  $u(t) = [u_1(t), \dots, u_p(t)]^T \in \mathbb{R}^p$  et la sortie  $y \in \mathbb{R}^p$ . On suppose que  $f(x)$ ,  $g(x)$  et  $y_j$  sont doux. En dérivant la  $j^e$  sortie  $y_j$  en fonction du temps, on obtient :

$$\dot{y}_j(t) = L_f h_j(x) + \sum_{i=1}^p (L_{g_i} h_j(x)) u_i(t) \quad (3.48)$$

Dans (3.48), si  $L_{g_i} h_j(x) \equiv 0, \forall i = 1, \dots, p$ , aucune des entrées n'apparaît implicitement dans  $\dot{y}_j$ . Par conséquent, nous définissons  $r_j$  le plus petit entier tel que au moins une des entrées apparaît dans  $y_j^{[r_j]}$ , il s'en suit:

$$y_j^{[r_j]}(t) = L_f^{r_j} h_j(x) + \sum_{i=1}^p L_{g_i} (L_f^{r_j-1} h_j(x)) u_i(t) \quad (3.49)$$

Il est supposé que  $L_{g_i} (L_f^{r_j-1} h_j(x)) \neq 0$  pour quelques  $x \in M$ .

Définissons maintenant la matrice de découplage  $A(x)$  de dimensions  $(p \times p)$ :

$$A(x) = \begin{bmatrix} L_{g_1} & L_f^{r_1-1} h_1 & \dots & L_{g_p} & L_f^{r_1-1} h_1 \\ \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots \\ L_{g_1} & L_f^{r_p-1} h_p & \dots & L_{g_p} & L_f^{r_p-1} h_p \end{bmatrix} \quad (3.50)$$

En utilisant (3.50), la relation (3.49) peut être réécrite sous la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} y_1^{[r_1]} \\ \vdots \\ y_p^{[r_p]} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f^{r_1} h_1 \\ \vdots \\ L_f^{r_p} h_p \end{bmatrix} + A(x) \begin{bmatrix} u_1 \\ \vdots \\ u_p \end{bmatrix} \quad (3.51)$$

Pour les points  $x \in M$  où la matrice  $A(x)$  est inversible, la loi de commande linéarisante:

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ \vdots \\ u_p \end{bmatrix} = -A^{-1}(x) \begin{bmatrix} L_f^{r_1} h_1 \\ \vdots \\ L_f^{r_p} h_p \end{bmatrix} + A^{-1}(x) \begin{bmatrix} w_1 \\ \vdots \\ w_p \end{bmatrix} \quad (3.52)$$

permet d'obtenir le système à entrées multiples et sorties multiples découplé et linéaire, suivant :

$$\begin{bmatrix} y_1^{(r_1)} \\ \vdots \\ y_p^{(r_p)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} w_1 \\ \vdots \\ w_p \end{bmatrix} \quad (3.53)$$

Avec (3.53), on devient capable de concevoir une commande linéaire pour le problème de suivi. En effet, supposons les  $y_{jd}(t)$  les  $p$  trajectoires de référence pour les  $p$  sorties.

L'erreur de suivi et ses dérivées sont définies comme suit :

$$e_j(t) = y_j(t) - y_{jd}(t) \text{ et } e_j^{[r_j]}(t) = y_j^{[r_j]}(t) - y_{jd}^{[r_j]}(t).$$

En substituant ces expressions dans (3.49), nous obtenons :

$$e_j^{[r_j]}(t) = L_f^{r_j} h_j(x) + \sum_{i=1}^p L_{g_i} \left( L_f^{r_j-1} h_j(x) \right) u_i(t) - y_{jd}^{[r_j]}(t)$$

La commande multivariable doit être déterminée en se basant sur l'évolution de  $e_j$  qui est gérée par une équation différentielle globalement asymptotiquement stable de la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} e_1^{[r_1-1]}(t) + k_{r_1-2,1} e_1^{[r_1-2]}(t) + \dots + k_{0,1} e_1(t) \\ e_2^{[r_2-1]}(t) + k_{r_2-2,2} e_2^{[r_2-2]}(t) + \dots + k_{0,2} e_2(t) \\ \vdots \\ e_p^{[r_p-1]}(t) + k_{r_p-2,p} e_p^{[r_p-2]}(t) + \dots + k_{0,p} e_p(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.54)$$

Comme déjà mentionné, les paramètres de la conception  $k_{r_j-2,1}, \dots, k_{0,j}$  peuvent être obtenus par la méthode de placement des pôles.

### 3.4.2 Application de la commande non-linéaire exacte au filtre actif

#### 3.4.2.1 Approche globale

Le modèle dynamique du filtre actif comporte trois variables d'état et deux entrées. En choisissant toutes les variables d'état comme étant des sorties, le système multivariable aura ainsi trois sorties et deux entrées. Afin d'être capable d'appliquer la théorie de la commande linéarisante exacte dans le sens entrée-sortie, nous proposons d'introduire une entrée auxiliaire [71]. Le vecteur d'entrée augmenté sera noté  $\bar{u}$  tel que :

$$\bar{u} = \begin{bmatrix} \bar{u}_1 \\ \bar{u}_2 \\ \bar{u}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_3 u_1 \\ x_3 u_2 \\ x_1 u_1 \end{bmatrix} \quad (3.55)$$

où  $\bar{u}_3$  est l'entrée auxiliaire.

À la lumière de ce changement d'entrées, récrivons le système (3.17) sous la forme suivante :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= F(x) + G(x)\bar{u} \\ y_1 &= x_1 = i_d \\ y_2 &= x_2 = i_q \\ y_3 &= x_3 = v_{dc} \end{aligned} \quad (3.56)$$



$$\text{où } F(x) = \begin{bmatrix} f_1(x) \\ f_2(x) \\ f_3(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_c}{L_c} x_1 + \omega x_2 + \frac{v_d}{L_c} \\ -\omega x_1 - \frac{R_c}{L_c} x_2 \\ 0 \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad G(x) = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_c} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_c} & 0 \\ 0 & \frac{x_2}{Cx_3} & \frac{1}{C} \end{bmatrix}$$

Puisqu'une entrée au moins apparaît dans chacune des dérivées des sorties, la matrice de découplage est  $G(x)$ . Cette dernière est une matrice régulière (non-singulière). L'inverse de  $G(x)$  est :

$$G^{-1}(x) = \begin{bmatrix} -L_c & 0 & 0 \\ 0 & -L_c & 0 \\ 0 & L_c \frac{x_2}{x_3} & C \end{bmatrix} \quad (3.57)$$

La loi de commande est donnée par :

$$\bar{u} = -G^{-1}(x) \begin{bmatrix} f_1(x) \\ f_2(x) \\ f_3(x) \end{bmatrix} + G^{-1}(x) \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \\ w_3 \end{bmatrix} \quad (3.58)$$

Le système linéaire obtenu est alors :

$$\begin{bmatrix} \dot{y}_1 \\ \dot{y}_2 \\ \dot{y}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \\ w_3 \end{bmatrix} \quad (3.59)$$

La substitution des différents termes par leurs expressions donne :

$$\begin{bmatrix} \bar{u}_1 \\ \bar{u}_2 \\ \bar{u}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -L_c w_1 - R_c x_1 + L_c \omega x_2 + v_d \\ -L_c w_2 - L_c \omega x_1 - R_c x_2 \\ -\frac{x_2}{x_3} (-L_c w_2 - L_c \omega x_1 - R_c x_2) + C w_3 \end{bmatrix} \quad (3.60)$$

Pour l'obtention d'un suivi adéquat, les compensateurs suivants sont utilisés :

$$\begin{aligned}
 w_1 &= k_1(\dot{x}_1^* - x_1) + \frac{dx_1^*}{dt} \\
 w_2 &= k_2(\dot{x}_2^* - x_2) + \frac{dx_2^*}{dt} \\
 w_3 &= k_3(\dot{x}_3^* - x_3)
 \end{aligned} \tag{3.61}$$

Les dynamiques des erreurs de suivi sont :

$$\begin{aligned}
 \dot{\tilde{x}}_1 + k_1 \tilde{x}_1 &= 0 \\
 \dot{\tilde{x}}_2 + k_2 \tilde{x}_2 &= 0 \\
 \dot{\tilde{x}}_3 + k_3 \tilde{x}_3 &= 0
 \end{aligned} \tag{3.62}$$

Les gains  $k_1$ ,  $k_2$  et  $k_3$  doivent être choisis tels que la convergence asymptotique des erreurs soit satisfaisante.

Les entrées du système seront déduites par :

$$u = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\bar{u}_1}{2x_3} + \frac{\bar{u}_3}{2x_1} \\ \frac{\bar{u}_2}{x_3} \end{bmatrix} \tag{3.63}$$

Le schéma bloc de cette commande est montré dans la figure 3.16. L'ajustement des gains des compensateurs est très critique pour cette méthode.

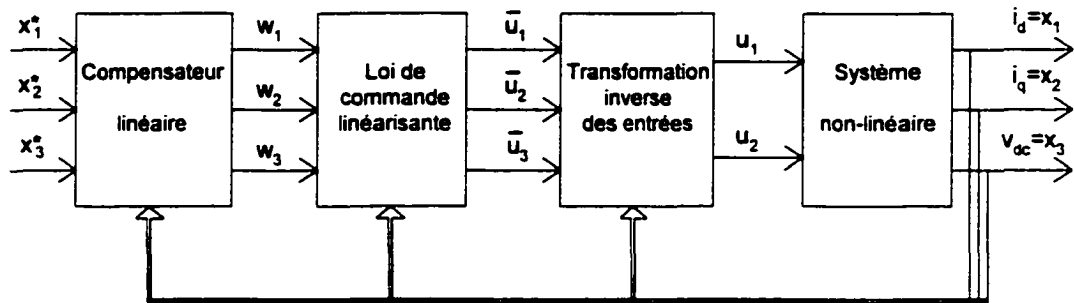


Figure 3.16 Commande non-linéaire exacte avec l'introduction d'une entrée auxiliaire.

### 3.4.2.2 Approche locale

Le modèle sera divisé en deux sous-systèmes notamment un sous système type MIMO comportant les dynamiques des courants du filtre actif et un sous-système type SISO comportant la dynamique de la tension côté continu. La commande non-linéaire exacte est appliquée sur chacun des deux sous-systèmes [72].

#### 3.4.2.2.1 Boucle interne

Pour concevoir la boucle interne des courants, les deux premières équations différentielles du modèle (3.17) sont considérées. Ces équations seront découplées en appliquant la théorie de la commande non-linéaire exacte. Récrivons tout d'abord ces deux équations sous la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_c}{L_c} i_d + \omega i_q + \frac{v_d}{L_c} \\ -\frac{R_c}{L_c} i_q - \omega i_d + \frac{v_q}{L_c} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{v_{dc}}{L_c} & 0 \\ 0 & -\frac{v_{dc}}{L_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_{nd} \\ d_{nq} \end{bmatrix}$$

$$y_1 = h_1(x)$$

$$y_2 = h_2(x)$$
(3.64)

Ce système est du type MIMO et comporte deux entrées et deux sorties. Les degrés relatifs des sorties sont  $r_1 = r_2 = 1$ . On a :

$$\begin{bmatrix} L_f^{r_1} h_1 \\ L_f^{r_2} h_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_c}{L_c} i_d + \omega i_q + \frac{v_d}{L_c} \\ -\frac{R_c}{L_c} i_q - \omega i_d + \frac{v_q}{L_c} \end{bmatrix}, \quad A(x) = \begin{bmatrix} -\frac{v_{dc}}{L_c} & 0 \\ 0 & -\frac{v_{dc}}{L_c} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_{nd} \\ d_{nq} \end{bmatrix}$$
(3.65)

Il est à noter que  $A(x)$  est inversible. La loi de commande peut être obtenue comme :

$$\begin{cases} u_1 = d_{nd} = \frac{1}{v_{dc}} (-R_c i_d + L_c \omega i_q + v_d - L_c u_d) \\ u_2 = d_{nq} = \frac{1}{v_{dc}} (-R_c i_q - L_c \omega i_d + v_q - L_c u_q) \end{cases}$$
(3.66)

En appliquant cette commande non-linéaire, les dynamiques en chaîne fermée de la boucle interne deviennent :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \quad (3.67)$$

Les dynamiques des courants  $i_d$  et  $i_q$  deviennent découplées.  $i_d$  et  $i_q$  seront commandés indépendamment en agissant sur  $w_1$  et  $w_2$ , respectivement. Un intégrateur peut aussi être ajouté afin d'éliminer l'erreur de suivi en régime permanent. Les expressions des compensateurs sont alors comme suit :

$$\begin{cases} w_1 = u_d = \frac{di_d}{dt} = \frac{di_d^*}{dt} + k_p \tilde{i}_d + k_i \int \tilde{i}_d dt \\ w_2 = u_q = \frac{di_q}{dt} = \frac{di_q^*}{dt} + k_p \tilde{i}_q + k_i \int \tilde{i}_q dt \end{cases} \quad (3.68)$$

La dynamique de l'erreur en boucle fermée est alors :

$$\begin{cases} \ddot{\tilde{i}}_d + k_p \dot{\tilde{i}}_d + k_i \tilde{i}_d = 0 \\ \ddot{\tilde{i}}_q + k_p \dot{\tilde{i}}_q + k_i \tilde{i}_q = 0 \end{cases} \quad (3.69)$$

Pour avoir un suivi asymptotique, l'équation caractéristique de l'erreur est comparée au polynôme standard du second ordre  $s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2 = 0$ . Où  $\omega_n$  est la fréquence naturelle et  $\zeta$  est le facteur d'amortissement. Le gain proportionnel  $k_p$  et le gain intégral  $k_i$  seront obtenus comme suit :

$$k_p = 2\zeta\omega_n \text{ et } k_i = \omega_n^2 \quad (3.70)$$

Pour le facteur d'amortissement optimal  $\zeta = \sqrt{2}/2$ , la valeur de la fréquence naturelle de la boucle interne peut être choisie la plus élevée possible, limitée par la valeur de la fréquence de commutation.

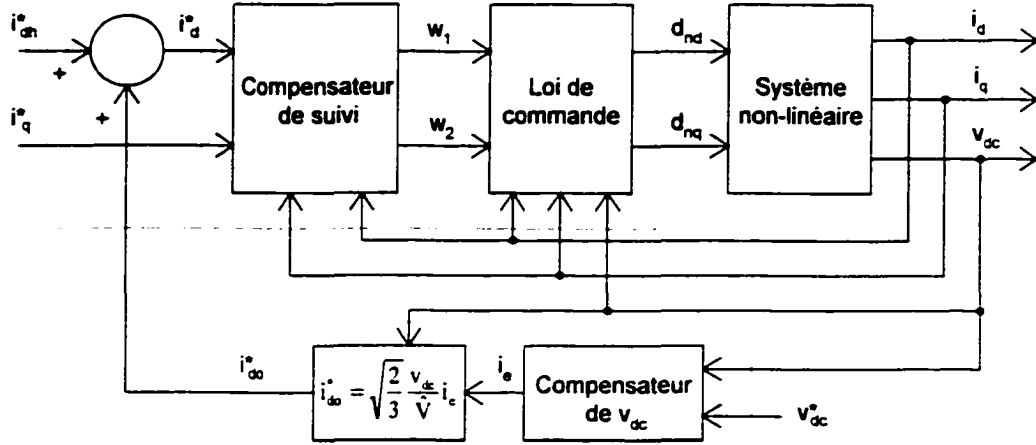


Figure 3.17 Schéma bloc de la commande non-linéaire exacte avec deux boucles.

#### 3.4.2.2.2 Boucle externe

Définissons l'entrée auxiliaire de la boucle externe comme suit :

$$i_e = C \frac{dv_{dc}}{dt} = C \frac{dv_{dc}^*}{dt} + k_1 \tilde{v}_{dc} + k_2 \int \tilde{v}_{dc} dt \quad (3.71)$$

La dynamique de l'erreur en boucle fermée devient alors :

$$\ddot{\tilde{v}}_{dc} + \frac{k_1}{C} \dot{\tilde{v}}_{dc} + \frac{k_2}{C} \tilde{v}_{dc} = 0 \quad (3.72)$$

Cela mène à la même expression de l'effort de la commande de la boucle externe comme dans la relation (3.35) :

$$\dot{i}_{do}^* \approx \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{v_{dc}^*}{\hat{V}} i_e \quad (3.73)$$

Les références globales des courants de la boucle interne deviennent :

$$\begin{aligned} \dot{i}_d^* &= -i_{Ldh} + \dot{i}_{do}^* \\ \dot{i}_q^* &= -i_{Lq} \end{aligned} \quad (3.74)$$

Le schéma bloc de la stratégie de la commande non-linéaire exacte avec deux boucles est illustré dans la figure 3.17.

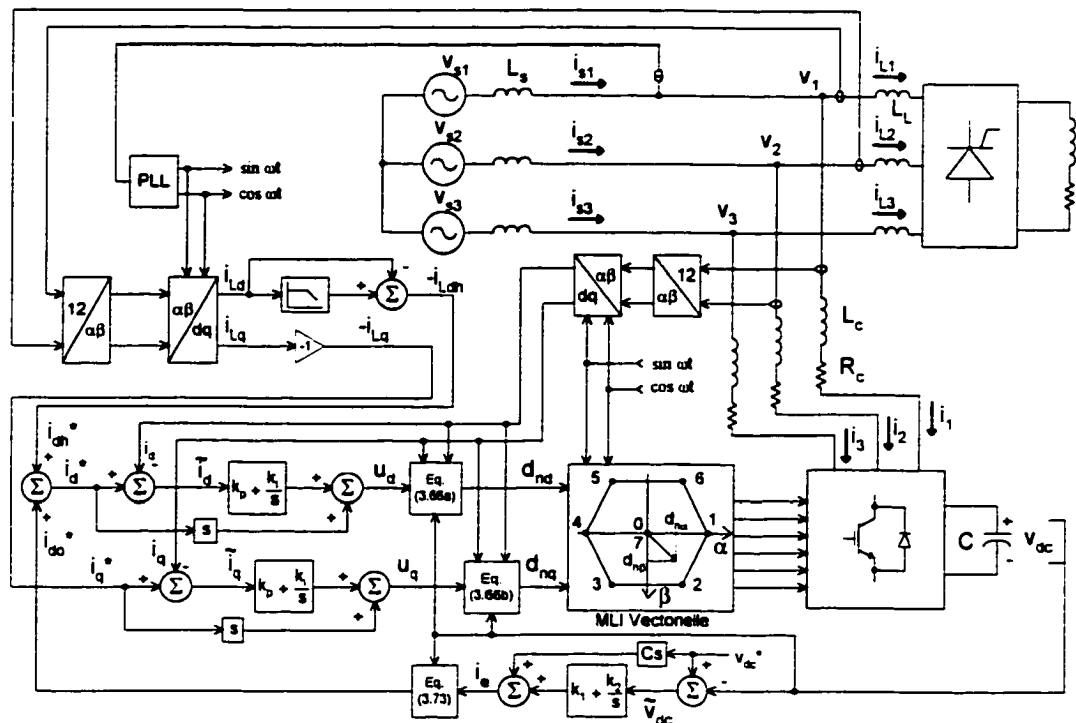


Figure 3.18 Schéma bloc global du circuit de puissance et de la commande non-linéaire exacte avec deux boucles.

### 3.4.2.2.3 Résultats de la simulation

Le système global montré dans la figure 3.18 est simulé pour valider le bon fonctionnement de la stratégie de commande élaborée. Les paramètres du système sont les mêmes que ceux donnés dans le tableau VI. La charge non-linéaire est soumise à des variations échelon de 100%, notamment une augmentation et une diminution arrivées respectivement aux instants  $t = 92 \text{ ms}$  et  $t = 150 \text{ ms}$ . Les formes d'ondes, représentant la réponse en régime dynamique à ces variations, sont illustrées dans la figure 3.19. En plus de la réponse dynamique ces résultats nous indiquent la bonne compensation des harmoniques et du facteur de déplacement.

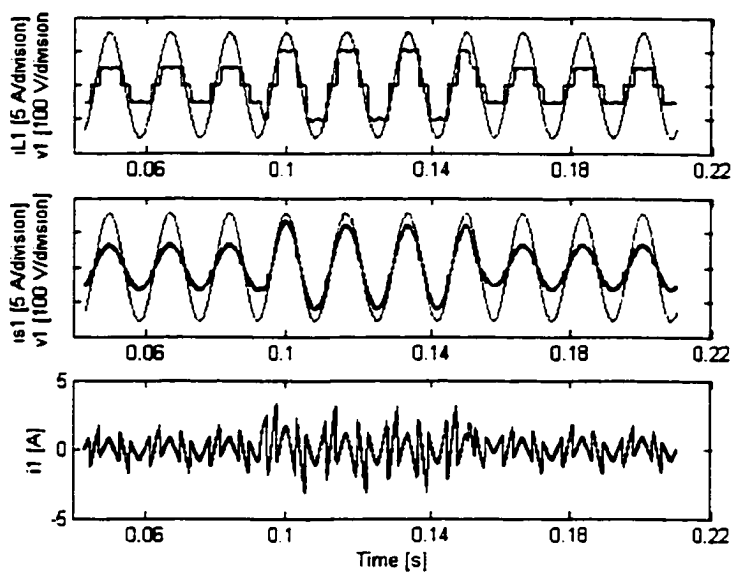


Figure 3.19 Formes d'ondes de la phase 'a' résultantes de l'essai en régime dynamique.

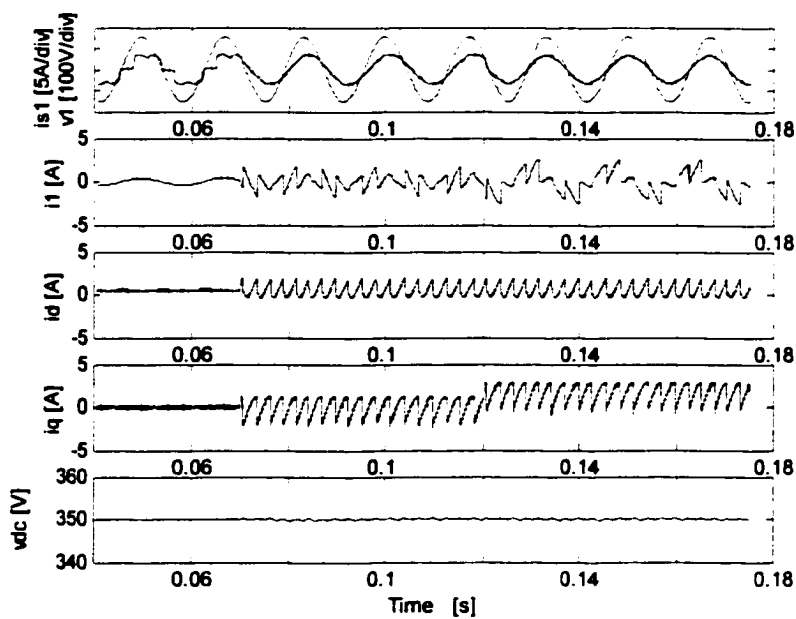


Figure 3.20 Résultats de simulation montrant la capacité de fonctionnalité multiple du filtre actif.

La figure 3.20 montre la performance du filtre actif dans l'exécution des différentes fonctions. Avant l'instant  $t = 70$  ms, les fonctions de compensation sont hors service pendant que le filtre actif maintient sa tension continue à sa valeur de consigne. Nous constatons qu'un faible courant  $i_1$  à la fréquence fondamentale (ou un courant  $i_d$  constant) est nécessaire pour compenser les pertes dans les éléments dissipatifs du filtre. À l'instant  $t = 70$  ms, la compensation des harmoniques commence à fonctionner, par conséquent le courant dans la source devient sinusoïdal. À l'instant  $t = 120$  ms, la compensation du facteur de déplacement est mise en marche et le courant de la source devient en phase avec la tension simple. Dans le plan 'dq', c'est seulement la valeur moyenne du courant  $i_q$  qui varie pour la compensation du facteur de déplacement.

### 3.5 Conclusion

Les charges non-linéaires sont souvent faiblement identifiées et peuvent comporter des générateurs internes d'harmoniques non-caractéristiques. D'autre part, la source de tension alternative est souvent imparfaite, par exemple des creux de tension durant plusieurs cycles peuvent survenir plusieurs fois par jour. Ce type de problème cause des difficultés majeures à la commande des filtres actifs. Cependant, les commandes non-linéaires appliquées aux filtres actifs figurent parmi les commandes susceptibles de surmonter ces problèmes en assurant une réponse adéquate autant en régime dynamique qu'en régime permanent en dépit des imperfections advenant à la charge ou à la source.

D'ailleurs, lorsqu'un convertisseur est contrôlé dans le plan synchrone 'dq' tournant à la vitesse fondamentale du réseau, la séquence positive à cette fréquence dans le système des courants devient constante. La séquence négative à la même fréquence et les courants harmoniques auront des fréquences multiples de la fréquence fondamentale. Cela facilite l'extraction de la référence harmonique et réactive et améliore la performance de la commande en boucle fermée. De plus, l'effet d'interaction entre les



trois phases sera évité au niveau du choix des signaux de commande des interrupteurs du filtre actif.

Dans ce chapitre, dans le contexte des remarques mentionnées ci-dessus, nous avons développé des commandes non-linéaires en utilisant le modèle du filtre actif élaboré dans le plan 'dq'. Les résultats de simulation ont confirmé la bonne performance de ces commandes en effectuant les compensations désirées dans des conditions impliquant de sévères perturbations.

## **CHAPITRE 4**

### **COMMANDES PAR MODE DE GLISSEMENT ET PRÉDICTIVE DU FILTRE ACTIF SHUNT**

#### **4.1 Introduction**

La commande par mode de glissement a été créée pour satisfaire la conception des systèmes à structure variable. Par conséquent, cette commande convient parfaitement pour les filtres actifs dont la configuration varie avec les séquences de fonctionnement. De plus, la commande par mode de glissement est robuste et elle est facile à implanter.

D'autre part, la commande prédictive optimale a été élaborée pour les systèmes non-linéaires multivariables. Sous cette commande la réponse dynamique du système en chaîne fermée devient fonction uniquement des paramètres de la commande. De plus, une optimisation en temps réel n'est pas requise et la stabilité du système est assurée.

Dans ce chapitre, tout d'abord, nous appliquons la commande par mode de glissement au filtre actif shunt. Dans la construction des fonctions de commutation multivariables, nous incluons toutes les variables d'état du modèle (3.17). De cette façon, nous pouvons effectuer l'étude de stabilité du système global, ce qui n'est pas possible lorsque le modèle est divisé en deux boucles lente et rapide.

Nous appliquons ensuite la commande optimale prédictive au filtre shunt. La conception de cette commande est systématique et la loi de commande obtenue n'est pas difficile à implanter. Comme dans la commande non-linéaire traitée dans le chapitre 3, le système en chaîne fermée est linéarisé par contre réaction, et en quelque sorte les deux commandes se ressemblent avec la différence que le gain cette fois ci est optimisé.

## 4.2 Commande par le mode de glissement

Bien qu'un grand nombre de stratégies de commande ont été appliquées aux filtres actifs, la commande par le mode de glissement [64] s'avère une option de très haute performance. Le fait que le modèle dynamique d'un filtre actif soit variant dans le temps, rend l'application de la commande en mode de glissement très appropriée. La robustesse et la simplicité de l'implantation rendent la commande par le mode de glissement fort intéressante. L'indésirable phénomène d'oscillation ("chattering") de la trajectoire autour de la surface de glissement représentant généralement un inconvénient de la commande en mode de glissement, ne constitue pas un problème dans le cas du filtre actif. En fait, la nature de fonctionnement du filtre actif est assimilable à un système variant dans le temps, ce qui rend l'oscillation des variables d'état autour de leur référence une propriété intrinsèque du système indépendamment de la stratégie de commande adoptée.

Dans cette section nous rappelons tout d'abord la théorie de la commande par mode de glissement et nous appliquons ensuite cette commande au cas du filtre actif shunt.

### 4.2.1 Rappel théorique des systèmes à une entrée et une sortie

Nous débutons le rappel des notions théoriques de la commande par le mode de glissement par les systèmes à une entrée et une sortie ("Single Input - Single Output", SISO). Nous considérons le cas d'un système ayant la dynamique suivante:

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= f_2(x_1, x_2, t) + u\end{aligned}\tag{4.1}$$

Soit  $\sigma$  une fonction définie par :

$$\sigma(x_1, x_2) = x_2 + kx_1\tag{4.2}$$

Définissons aussi une ligne  $S$  dans le plan  $(x_1, x_2)$  par l'équation  $\sigma = 0$ . Notons qu'il est impératif de choisir  $k > 0$ . En effet puisque  $\dot{x}_1 = x_2$ ,  $\sigma = 0$  entraîne que  $\dot{x}_1 = -kx_1$ . Par

conséquent, la trajectoire de la variable d'état  $x_1$  est donnée par  $x_1(t) = x_1(0)e^{-kt}$  et  $k$  doit être positif afin que  $x_1$  puisse converger vers zéro. La variable  $x_2$  converge à son tour vers zéro étant donné que la trajectoire est confinée à la ligne  $S$ .

#### 4.2.1.1 Commande équivalente

Supposons qu'à l'instant  $t_0$ , la trajectoire d'état croise la ligne de commutation  $S$ , ce qui s'écrit  $\sigma_0 = \sigma(x_1(t_0), x_2(t_0), t_0) = 0$ . Afin que les variables d'état demeurent sur  $S$ , la dérivée en fonction du temps de  $\sigma$  évaluée le long de la trajectoire doit être nulle. Par conséquent :

$$\dot{\sigma} = \frac{d}{dt}\sigma(x_1, x_2) = f_2(x_1, x_2, t) + u + kx_2 \quad (4.3)$$

Cela s'écrit comme:

$$\dot{\sigma} = f_2(x_1, x_2, t) + u + kx_2 = 0 \quad (4.4)$$

D'où, en désignant :

$$u_{eq} = -f_2(x_1, x_2, t) - kx_2 \quad (4.5)$$

et en sélectionnant la loi de commande comme étant :  $u = u_{eq}$

nous obtenons par conséquent  $\dot{\sigma} = 0$ , et la trajectoire d'état sera garantie de rester sur la ligne de commutation.

#### 4.2.1.2 Commande discontinue

Il arrive que la condition initiale du vecteur  $x(t_0)$  ne soit pas sur la ligne de commutation  $S$  ou bien qu'une déviation de  $S$  survienne à cause des variations des paramètres du système ou des perturbations extérieures. Une loi de commande capable de forcer la trajectoire à atteindre la ligne de commutation et d'y rester est donc nécessaire. Notons tout d'abord que la droite  $S$  divise le plan d'état en deux demi-plans.

Un demi-plan correspond à  $\sigma > 0$ , et le second demi-plan représente  $\sigma < 0$ . Pour un point quelconque  $(x_1, x_2)$  du plan, l'amplitude  $|\sigma| = |\sigma(x_1, x_2)|$  représente une mesure de la distance entre le point  $(x_1, x_2)$  et la surface de commutation  $S$ . Par conséquent, une fonction candidate possible de Lyapunov permettant de confirmer la stabilité de n'importe quelle loi de commande adéquate choisie est donnée par :

$$V = \frac{1}{2} \sigma^2 \quad (4.6)$$

Une condition de l'atteinte et du suivi de la surface de glissement est donnée par:

$$\dot{V} = \frac{\partial V}{\partial \sigma} \dot{\sigma} = \sigma \dot{\sigma} < 0, \quad \sigma \neq 0$$

Afin de satisfaire la condition de l'atteinte et du suivi, un terme discontinu doit être ajouté à la commande équivalente. En fait, avec la nouvelle loi de commande suivante :

$$u = u_{eq} + u_s \quad (4.7)$$

nous obtenons:

$$\dot{V} = \sigma u_s$$

et en choisissant le terme discontinu de la commande comme étant :

$$u_s = -\eta \operatorname{sgn}(\sigma) \quad \text{où} \quad \eta > 0 \quad (4.8)$$

La condition de l'atteinte et du suivi de la surface de commutation devient :

$$\dot{V} = -\eta \sigma \operatorname{sgn}(\sigma) = -\eta |\sigma| < 0, \quad \text{pour } \sigma \neq 0$$

L'inégalité ci-dessus est satisfaite globalement. Par conséquent, la condition de l'atteinte et du suivi est assurée et la durée d'atteinte peut être évaluée. En effet, soit  $t_0$  l'instant initial, et soit  $t_1$  l'instant où les variables d'état atteignent la surface de glissement. Par conséquent :

- Pour  $\sigma > 0$ , posons  $\dot{\sigma} = \frac{d\sigma}{dt} = -\eta$

$$\text{En effectuant l'intégration suivante} \quad \int_{\sigma_0}^0 d\sigma = -\eta \int_{t_0}^{t_1} dt$$

$$\text{où } \sigma_0 = \sigma(x_1(t_0), x_2(t_0), t_0)$$

nous obtenons  $t_1 - t_0 = \frac{\sigma_0}{\eta}$

- Pour  $\sigma < 0$ , posons  $\dot{\sigma} = \frac{d\sigma}{dt} = \eta$

L'intégration suivante  $\int_{\sigma_0}^0 d\sigma = \eta \int_{t_0}^{t_1} dt$

donne  $t_1 - t_0 = -\frac{\sigma_0}{\eta}$

Il est alors clair que dans tous les cas la durée de l'atteinte satisfait:

$$t_1 - t_0 \leq \frac{|\sigma_0|}{\eta} \quad (4.9)$$

#### Exemple 1:

Considérons le système particulier suivant:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= 3x_1^2 + x_2 + u \end{aligned} \quad (4.10)$$

Choisissons la fonction de commutation suivante:

$$\sigma = x_2 + kx_1 \quad (4.11)$$

Selon les relations (4.5), (4.7) et (4.8) la loi de commande peut être comme suit :

$$\begin{aligned} u &= u_{eq} - \eta \operatorname{sgn}(\sigma) \\ &= -(3x_1^2 + x_2) - kx_2 - \eta \operatorname{sgn}(x_2 + kx_1) \end{aligned} \quad (4.12)$$

En choisissant  $\eta = 1$  ainsi que  $k = 1$  et en considérant en premier lieu les conditions initiales  $(x_1(t_0), x_2(t_0)) = (0.7, 0.7)$  et en deuxième lieu  $(x_1(t_0), x_2(t_0)) = (-0.7, -0.7)$ , les réponses correspondantes en boucle fermée sont montrées dans la figure 4.1. Nous constatons qu'une fois les variables d'état atteignent la droite de commutation  $S$ , le mode de glissement débute et la trajectoire devient confinée à  $S$  tout en convergeant vers le point d'équilibre.

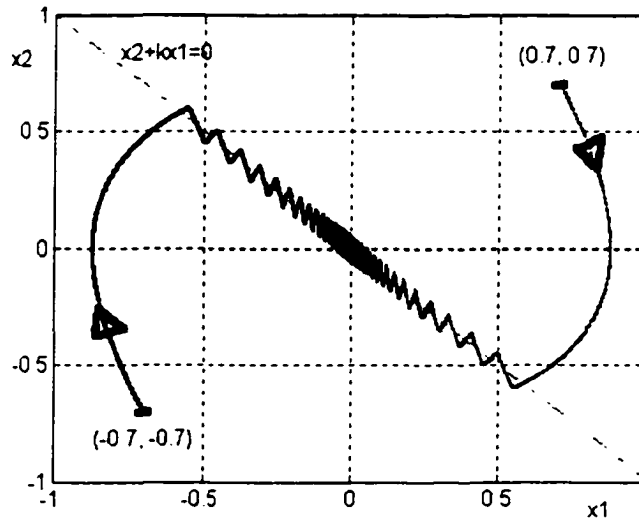


Figure 4.1 Plan de phase du système de l'exemple 1, avec  $k=1$  et les deux cas des conditions initiales  $(0.7, 0.7)$  et  $(-0.7, -0.7)$ .

#### 4.2.2 Rappel théorique des systèmes à entrées multiples et sorties multiples

Nous examinons les systèmes multivariables à entrées multiples et sorties multiples ("Multi Input – Multi Output", MIMO), [65], ayant un modèle d'état non-linéaire par rapport au vecteur d'état  $x$  et linéaire par rapport au vecteur d'entrée  $u$ . Considérons dans un premier temps le cas particulier des systèmes sous la forme régulière suivante:

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= f_1(x_1, x_2, t) \\ \dot{x}_2 &= f_2(x_1, x_2, t) + B_2(x_1, x_2, t)u\end{aligned}\tag{4.13}$$

où  $x_1 \in \mathbb{R}^{n-m}$ ,  $x_2 \in \mathbb{R}^m$ ,  $u \in \mathbb{R}^m$  et  $\det B_2 \neq 0$ .

Nous définissons la fonction de commutation suivante:

$$\sigma(x_1, x_2, t) = x_2 - \varphi(x_1, t)\tag{4.14}$$

où  $\varphi(x_1, t)$  appartient à  $\mathbb{R}^m$  et  $\varphi(0, t) = 0, \forall t \in \mathbb{R}_+$ .

La surface de glissement est définie comme:

$$\sigma(x_1, x_2, t) = 0, \text{ ou } x_2 = \varphi(x_1, t) \quad (4.15)$$

La dynamique d'ordre réduit du système en mode de glissement a donc la forme suivante:

$$\dot{x}_1 = f_1(x_1(t), \varphi(x_1, t), t) \quad (4.16)$$

La fonction  $\varphi(x_1, t)$  doit être choisie tel que le point d'équilibre du système réduit soit asymptotiquement stable et que  $x_1(t) \rightarrow 0$  quand  $t \rightarrow \infty$ . Il s'en suit que  $x_2(t) \rightarrow 0$  quand  $t \rightarrow \infty$ .

Considérons maintenant les systèmes non-linéaires sous la forme générale suivante:

$$\dot{x} = f(x) + B(x) u \quad (4.17)$$

où  $x \in \mathbb{R}^n$ ,  $u \in \mathbb{R}^m$ ,  $f(x) \in \mathbb{R}^n$ , et  $B(x) \in \mathbb{R}^{n \times m}$ . De plus, chaque élément de  $f(x)$  et  $B(x)$  est supposé être une fonction continue et possédant une dérivée continue et bornée en fonction de  $x$ .

La surface de commutation en mode de glissement  $\sigma(x) = 0$  est un manifold dans  $\mathbb{R}^n$  de dimension  $(n-m)$  déterminé par l'intersection des surfaces de commutation  $\sigma_i(x) = 0$ , ( $i = 1, \dots, m$ ). Les surfaces de commutations doivent être conçues de façon telle que la réponse du système restreinte à  $\sigma(x) = 0$  possède un comportement désiré comme la stabilité et le suivi.

Les surfaces de commutation peuvent être linéaires ayant la forme suivante:

$$\sigma(x) = Sx = 0 \quad (4.18)$$

où  $S$  est une matrice constante de dimension  $m \times n$ .

La dérivée en fonction du temps de  $\sigma(x)$  est:

$$\dot{\sigma}(x) = S f(x) + S B(x) u \quad (4.19)$$

La structure de  $\dot{\sigma}(x) = 0$  permet le choix du vecteur d'entrée  $u$  afin de satisfaire les conditions suffisantes de l'existence et de l'atteinte du mode de glissement. Dans le cas où la matrice  $SB(x)$  est diagonale, les  $m$  éléments de  $u$  seront sélectionnés indépendamment et les conditions de stabilité (atteinte et suivi de la surface de



commutation) seront dérivées directement. Cependant, si  $SB(x)$  n'est pas diagonale, le système peut être quand même commandé adéquatement si des conditions suffisantes pour la stabilité en mode de glissement sont obtenues. Dans le cas contraire, lorsque de telles conditions semblent difficiles à obtenir, des méthodes de diagonalisation peuvent être utilisées. Une transformation régulière (non-singulière) de  $\sigma(x)$  représente une solution possible au problème. Notamment, considérons la nouvelle surface de commutation suivante:

$$\sigma_t(x) = \Omega(x) \sigma(x) = 0 \quad (4.20)$$

pour une matrice de transformation adéquate  $\Omega(x)$ .

Cette méthode est basée sur le fait que la trajectoire du système équivalent est invariante vis-à-vis d'une transformation non-singulière de la surface de commutation. L'unicité de la commande équivalente et l'obtention de la stabilité sont démontrées ci-dessous.

#### 4.2.2.1 Commande équivalente

L'expression de la commande équivalente peut être développée en posant la dérivée en fonction du temps de la nouvelle fonction de commutation égale à zéro:

$$\dot{\sigma}_t(x) = \Omega(x) \frac{\partial \sigma(x)}{\partial x} (f(x) + B(x) u_{teq}) + \dot{\Omega}(x) \sigma(x) = 0 \quad (4.21)$$

D'où

$$u_{teq} = - \left( \frac{\partial \sigma(x)}{\partial x} B(x) \right)^{-1} \frac{\partial \sigma(x)}{\partial x} f(x) - \left( \frac{\partial \sigma(x)}{\partial x} B(x) \right)^{-1} \Omega^{-1}(x) \dot{\Omega}(x) \sigma(x) \quad (4.22)$$

Cependant, cette expression peut être simplifiée en tenant compte du fait que sur la surface de commutation nous avons  $\sigma(x) = 0$ . La commande équivalente devient alors :

$$u_{teq} = - \left( \frac{\partial \sigma(x)}{\partial x} B(x) \right)^{-1} \frac{\partial \sigma(x)}{\partial x} f(x) = u_{eq} \quad (4.23)$$

Les deux systèmes équivalents sont alors identiques et les deux trajectoires en mode de glissement coïncident.

#### 4.2.2.2 Stabilité

La capacité du vecteur d'état d'atteindre la surface de commutation et d'y rester représente la stabilité du système commandé par le mode de glissement. Rappelons que la fonction de commutation est de la forme suivante  $\sigma(x) = Sx$ . La dérivée partielle de cette fonction est alors :  $\frac{\partial \sigma(x)}{\partial x} = S$

Sachant qu'importe quelle transformation non-singulière  $\Omega$  de la surface de commutation avec dérivée bornée produira le même système équivalent, sélectionnons la transformation suivante:

$$\Omega(x) = (S B(x))^{-1} \quad (4.24)$$

La commande équivalente devient:

$$u_{\text{teq}} = -(S B(x))^{-1} S f(x) - \dot{\Omega}(x) \sigma(x) \quad (4.25)$$

Soit la fonction candidate de Lyapunov suivante:

$$V = \frac{1}{2} \sigma_t^T \sigma_t \quad (4.26)$$

La condition de la stabilité est alors:

$$\dot{V} = \sigma_t^T \dot{\sigma}_t < 0 \quad (4.27)$$

En appliquant la loi de commande en boucle fermée suivante:

$$u = u_{\text{teq}} - \text{sgn}(\sigma_t) \quad (4.28)$$

où  $\sigma_t = [\sigma_{t-1} \cdots \sigma_{t-m}]^T$  et  $\text{sgn}(\sigma_t) = [\text{sgn}(\sigma_{t-1}) \cdots \text{sgn}(\sigma_{t-m})]^T$ , nous obtenons

$$\begin{aligned} \dot{\sigma}_t &= (S B(x))^{-1} S f(x) + u_{\text{teq}} - \text{sgn}(\sigma_t) + \dot{\Omega}(x) \sigma(x) \\ &= -\text{sgn}(\sigma_t) \end{aligned} \quad (4.29)$$

et la condition de stabilité devient alors

$$\dot{V} = \sigma_t^T \dot{\sigma}_t = -\sum_{i=1}^m \sigma_{t-i} \text{sgn}(\sigma_{t-i}) < 0 \quad (4.30)$$

laquelle est toujours satisfaite.

La diagonalisation de la surface de commutation simplifie alors amplement l'obtention de la condition de stabilité au détriment d'une complexité de calcul de la nouvelle surface de commutation en temps réel.

### **4.2.3 Application de la commande au filtre actif shunt**

Dans cette section le modèle d'état (3.17) du filtre actif shunt élaboré dans le plan synchrone 'dq' est utilisé pour l'application d'une stratégie de commande en mode de glissement [74]. La nouveauté dans l'approche proposée est que les fonctions de glissement  $\sigma_d$  et  $\sigma_q$  sont formées de façon telle que le système multivariable est commandé au complet sans avoir à le diviser en deux boucles en cascade. La trajectoire du système est alors confinée à l'intersection des deux surfaces  $\sigma_d = 0$  et  $\sigma_q = 0$  correspondant à un vecteur d'état nul. De plus, la stabilité du système en boucle fermée est assurée par le critère de Lyapunov dont l'application permet l'obtention de conditions suffisantes pour le choix des paramètres de la commande. Cette stratégie ramène à une simple loi de commande comprenant deux composantes : une composante discontinue pour forcer la trajectoire du vecteur d'état à suivre la surface de commutation et une composante continue qui représente la commande équivalente et qui est valide uniquement sur la surface de commutation. Par conséquent, la stabilité et la robustesse seront améliorées sur une large marge de fonctionnement.

#### **4.2.3.1 Description du système**

Le schéma bloc global, comportant le circuit de puissance et la commande, est montré dans la figure 4.2. La provision d'ajouter une charge monophasée linéaire est possible à travers l'interrupteur SW afin de réaliser une charge globale déséquilibrée. L'absence d'un fil du neutre permet de mesurer uniquement deux courants indépendants du système triphasé. Par conséquent, les courants  $i_{L1}$  et  $i_{L2}$  de la charge correspondant respectivement aux phases 'a' et 'b', sont mesurés et transformés au plan synchrone par

l'intermédiaire des transformations  $1-2/\alpha-\beta$  et  $\alpha-\beta/d-q$  pour obtenir leurs équivalents  $i_{Ld}$  et  $i_{Lq}$ . Le courant  $i_{Ld}$  sur l'axe d est passé à travers un filtre passe bas (LPF) afin d'en déduire la référence harmonique  $i_d^*$ . Le courant  $i_{Lq}$  sur l'axe q est inversé et utilisé comme référence harmonique et réactive  $i_q^*$ . D'une manière similaire, les courants  $i_1$  et  $i_2$  du filtre actif sont mesurés et transformés en  $i_d$  et  $i_q$  dans le plan synchrone. Les transformations mentionnées ci-dessus nécessitent la génération d'un signal sinusoïdal en phase avec la tension de phase  $v_1$  et un autre signal sinusoïdal en quadrature, ce qui peut être obtenu à l'aide d'une boucle de verrouillage de phase (PLL).

Lorsque le filtre actif compense les courants harmoniques et déséquilibrés, la tension  $v_{dc}$  aux bornes du condensateur C varie. Par conséquent,  $v_{dc}$  est aussi mesurée et régulée à une valeur de référence  $v_{dc}^*$  afin d'avoir une auto-suffisance en énergie continue assurant ainsi le bon fonctionnement du filtre actif.

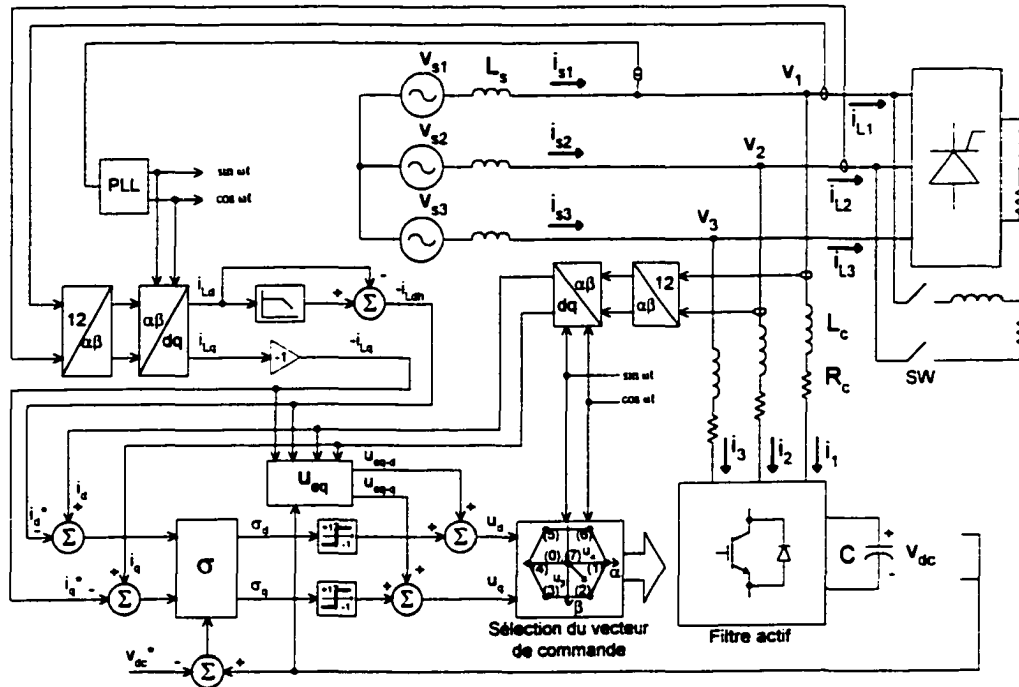


Figure 4.2 Schéma bloc global du circuit de puissance et de la commande par le mode de glissement.

L'approche utilisée dans la conception de la commande en mode de glissement fait appel aux erreurs de suivi des variables d'état. De plus, les surfaces de glissement  $\sigma = [\sigma_d \quad \sigma_q]^T = [0 \quad 0]^T$  sont construites comme étant des combinaisons linéaires des erreurs. Par conséquent, lorsque  $\sigma$  converge vers zéro, le vecteur des variables d'état converge vers le vecteur de consigne simultanément. De cette façon, la correction de la forme des courants et la régulation de la tension continue se font simultanément.

La loi de commande  $u = [u_d \quad u_q]^T$  possède une composante discontinue ( $\text{sgn}(\sigma)$ ) opérant des deux côtés de la surface de commutation et une composante continue, dite commande équivalente, valide le long de la surface de commutation. La loi de commande est par la suite réalisée à l'aide d'une modulation vectorielle (SVM). Le vecteur d'entrée  $u = [u_d \quad u_q]^T$  étant dans le plan synchrone, il sera transformé au plan stationnaire orthogonal pour obtenir  $u' = [u_\alpha \quad u_\beta]^T$  et le vecteur approprié sera alors sélectionné parmi huit vecteurs possibles. La sortie de la modulation vectorielle est le vecteur des signaux de commande des interrupteurs du filtre actif.

#### 4.2.3.2 Stratégie de commande

Le filtre actif est un système à structure variable puisqu'un changement dans la configuration du circuit est nécessaire afin d'assurer la compensation désirée. Pour cette raison le filtre actif représente un candidat idéal de commande par le mode de glissement. D'ailleurs, le modèle multivariable (3.17) est non-linéaire puisqu'il comporte des multiplications entre les variables d'état et les entrées  $\{u_d, u_q\}$ . Cependant, il est invariant dans le temps durant une séquence donnée. Il peut être récrit sous la forme générale suivante :

$$\dot{x} = Ax + B(x)u + G \quad (4.31)$$

où  $x = [x_1 \quad x_2 \quad x_3]^T = [i_d \quad i_q \quad v_{dc}]^T$ ,  $u = [u_d \quad u_q]^T$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_c}{L_c} & \omega & 0 \\ -\omega & -\frac{R_c}{L_c} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad B(x) = \begin{bmatrix} -\frac{x_3}{L_c} & 0 \\ 0 & -\frac{x_3}{L_c} \\ \frac{x_1}{C} & \frac{x_2}{C} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad G = \begin{bmatrix} \frac{v_d}{L_c} \\ \frac{v_q}{L_c} \\ 0 \end{bmatrix}$$

Sous la forme matricielle ci-haut,  $x$  est le vecteur d'état et  $u$  représente le vecteur de commande. Pour le bon fonctionnement du filtre actif, chacun des courants  $i_d$  et  $i_q$  doit suivre sa référence tout comme la tension  $v_{dc}$  doit être régulée à un niveau fixe.

Afin d'appliquer une stratégie de commande par le mode de glissement, le choix de la fonction de commutation peut être tout d'abord effectué. En effet, soit les fonctions de commutations suivantes :

$$\sigma = \begin{bmatrix} \sigma_d \\ \sigma_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_1(x_1 - x_1^*) + k_2(x_3 - x_3^*) \\ k_1(x_2 - x_2^*) + k_3(x_3 - x_3^*) \end{bmatrix} \quad (4.32)$$

où  $x^* = [x_1^* \ x_2^* \ x_3^*]^T = [i_d^* \ i_q^* \ v_{dc}^*]^T$  est la référence du vecteur d'état. Ces fonctions de commutation peuvent être mises sous la forme suivante :

$$\sigma = K(x - x^*) \quad \text{avec} \quad K = \begin{bmatrix} k_1 & 0 & k_2 \\ 0 & k_1 & k_3 \end{bmatrix}$$

Par conséquent, la surface de commutation en mode de glissement  $S$  est définie comme étant  $S := \{x \in \mathbb{R}^3, \ \sigma(x) = 0\}$  et elle représente la trajectoire de suivi des variables d'état du système.

La deuxième étape dans la conception d'une commande en mode de glissement consiste à choisir une loi de commande adéquate pour forcer le vecteur d'état à se diriger vers la

surface de glissement et à rester sur cette surface. En effet, soit la loi de commande suivante :

$$u = u_{eq} + u_s \quad (4.33)$$

$$\text{où } u = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix}, \quad u_{eq} = \begin{bmatrix} u_{eq-d} \\ u_{eq-q} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad u_s = \begin{bmatrix} u_{s-d} \\ u_{s-q} \end{bmatrix}$$

Dans cette loi de commande le contrôle équivalent  $u_{eq}$  est valide lorsque le système est en mode de glissement et le deuxième terme  $u_s$  garantit l'existence du mode de glissement. Les composantes de  $u_s$  sur les axes 'd' et 'q' sont discontinues et sont données par :

$$\begin{aligned} u_{s-d} &= \begin{cases} \text{sgn}(\sigma_d), & \sigma_d \neq 0 \\ 0, & \sigma_d = 0 \end{cases} \\ u_{s-q} &= \begin{cases} \text{sgn}(\sigma_q), & \sigma_q \neq 0 \\ 0, & \sigma_q = 0 \end{cases} \end{aligned} \quad (4.34)$$

Ces termes discontinus tiennent compte de la présence possible de l'incertitude des paramètres et des perturbations. Cependant, en mode de glissement la trajectoire idéale des variables d'état devant suivre  $\sigma = 0$ , le fonctionnement des interrupteurs du filtre actif ne peut pas être instantané en pratique. Par conséquent, le contrôle des commutations maintient le système proche de la surface de commutation  $S$  permettant la présence des oscillations autour de cette surface, ce qui est une propriété intrinsèque du fonctionnement des convertisseurs de puissance.

#### 4.2.3.2.1 Existence de la commande équivalente

L'existence de la commande équivalente est une condition nécessaire pour l'existence du mode de glissement sur la surface de commutation  $\sigma(x) = 0$ . Pour un moment, supposons qu'à l'instant  $t_0$ , la trajectoire d'état croise la surface  $S$ , soit  $\sigma_0 = \sigma(x(t_0)) = 0$ . Afin de maintenir les variables d'état sur  $S$ , la dérivée en fonction du temps de  $\sigma$  évaluée le long de la trajectoire doit être nulle. Il s'en suit :

$$\dot{\sigma} = K(\dot{x} - \dot{x}^*) = K(Ax + B(x)u + G) - K\dot{x}^* = 0$$

Lorsque  $u = u_{eq}$ , cela donne :

$$u_{eq} = -(KB(x))^{-1} K(Ax + G - \dot{x}^*) \quad (4.35)$$

Considérant que  $KB(x)$  est inversible et que  $u_{i,min} < u_{eq-i} < u_{i,max}$ ,  $i = d, q$ .

La valeur de  $k_3$  sera sélectionnée égale à zéro. En tenant compte de cette sélection, les expressions des différents termes de (4.35) seront développées comme suit :

$$(KB)^{-1} = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} -k_1 \frac{x_3}{L_c} & -k_2 \frac{x_2}{C} \\ 0 & -k_1 \frac{x_3}{L_c} + k_2 \frac{x_1}{C} \end{bmatrix}$$

où  $\Delta = -k_1 \frac{x_3}{L_c} \left( -k_1 \frac{x_3}{L_c} + k_2 \frac{x_1}{C} \right)$ , en supposant  $\Delta \neq 0$

et

$$K(Ax + G - \dot{x}^*) = \begin{bmatrix} -k_1 \frac{R_c}{L_c} x_1 + k_1 \omega x_2 + k_1 \frac{v_d}{L_c} - k_1 \dot{x}_1^* \\ -k_1 \omega x_1 - k_1 \frac{R_c}{L_c} x_2 - k_1 \dot{x}_2^* \end{bmatrix}$$

En substituant ces expressions dans l'expression du contrôle équivalent, nous obtenons :

$$u_{eq-d} = - \frac{k_1 \left( -\frac{R_c}{L_c} x_1 + \omega x_2 + \frac{v_d}{L_c} - \dot{x}_1^* \right)}{-k_1 \frac{x_3}{L_c} + k_2 \frac{x_1}{C}} + \frac{k_2 \frac{x_2}{C} \left( \omega x_1 + \frac{R_c}{L_c} x_2 + \dot{x}_2^* \right)}{\frac{x_3}{L_c} \left( -k_1 \frac{x_3}{L_c} + k_2 \frac{x_1}{C} \right)} \quad (4.36)$$

$$u_{eq-q} = - \frac{L_c}{x_3} \left( \omega x_1 + \frac{R_c}{L_c} x_2 + \dot{x}_2^* \right)$$



#### 4.2.3.2.2 Stabilité du mode de glissement

Dans ce paragraphe, les conditions de stabilité sont élaborées de façon à ce que les paramètres appropriés assurant la stabilité en mode de glissement soient sélectionnés. Débutons par le choix de la fonction candidate de Lyapunov. suivante :

$$V = \frac{1}{2} \sigma^T \sigma \quad (4.37)$$

Pour obtenir une condition suffisante de la stabilité durant le fonctionnement en mode de glissement, il faut avoir  $\dot{V} = \sigma^T \dot{\sigma} < 0$ , lorsque  $\sigma \neq 0$ . En fait, cette condition représente la condition suffisante pour l'existence du mode de glissement et assure l'attraction de la trajectoire d'état vers la surface de commutation. Il arrive que le vecteur d'état initial  $x(t_0)$  ne soit pas sur la surface  $S$  ou bien qu'il existe une déviation de  $S$  à cause de variation des paramètres et/ou perturbations. La loi de commande doit alors être capable de forcer la trajectoire à atteindre la surface de glissement et de rester sur cette surface tout en convergeant vers le point d'équilibre. En appliquant la loi de commande (4.33) comportant une composante discontinue et une composante continue représentant le contrôle équivalent, la dérivée en fonction du temps de  $\sigma$  devient :

$$\begin{aligned} \dot{\sigma} &= K(Ax + B(x)(u_{eq} + \text{sgn}(\sigma)) + G) - K\dot{x}^* \\ &= K B(x) \text{sgn}(\sigma) \end{aligned} \quad (4.38)$$

La dérivée de  $V$  est alors :

$$\begin{aligned} \dot{V} = \sigma^T \dot{\sigma} &= \left( -k_1 \frac{x_3}{L_c} + k_2 \frac{x_1}{C} \right) \text{sgn}(\sigma_d) \sigma_d + k_2 \frac{x_2}{C} \text{sgn}(\sigma_q) \sigma_q \\ &\quad + k_3 \frac{x_1}{C} \text{sgn}(\sigma_d) \sigma_q + \left( -k_1 \frac{x_3}{L_c} + k_3 \frac{x_2}{C} \right) \text{sgn}(\sigma_q) \sigma_q \end{aligned} \quad (4.39)$$

En développant l'équation ci-haut nous pouvons trouver une condition suffisante pour que  $\dot{V}$  soit définie négative. En effet, nous pouvons réarranger l'équation sous la forme suivante :

$$\dot{V} = \left[ -k_1 x_3 + \frac{L_c}{C} \frac{x_1 \operatorname{sgn}(\sigma_d) + x_2 \operatorname{sgn}(\sigma_q)}{\sigma_d \operatorname{sgn}(\sigma_d) + \sigma_q \operatorname{sgn}(\sigma_q)} (k_2 \sigma_d + k_3 \sigma_q) \right] \frac{\sigma_d \operatorname{sgn}(\sigma_d) + \sigma_q \operatorname{sgn}(\sigma_q)}{L_c}$$

La condition de stabilité est alors représentée comme suit :

$$-k_1 x_3 + \frac{L_c}{C} \frac{x_1 \operatorname{sgn}(\sigma_d) + x_2 \operatorname{sgn}(\sigma_q)}{\sigma_d \operatorname{sgn}(\sigma_d) + \sigma_q \operatorname{sgn}(\sigma_q)} (k_2 \sigma_d + k_3 \sigma_q) < 0$$

ce qui est récrit comme suit:

$$\begin{aligned} & -k_1 x_3 + k_2 \frac{L_c}{C} x_1 \frac{|\sigma_d|}{|\sigma_d| + |\sigma_q|} + k_3 \frac{L_c}{C} x_2 \frac{|\sigma_q|}{|\sigma_d| + |\sigma_q|} \\ & + k_2 \frac{L_c}{C} x_2 \frac{\operatorname{sgn}(\sigma_q) \sigma_d}{|\sigma_d| + |\sigma_q|} + k_3 \frac{L_c}{C} x_1 \frac{\operatorname{sgn}(\sigma_d) \sigma_q}{|\sigma_d| + |\sigma_q|} < 0 \end{aligned}$$

Une condition suffisante validant la dernière inégalité est:

$$-k_1 x_3 + k_2 \frac{L_c}{C} |x_1| + k_3 \frac{L_c}{C} |x_2| + k_2 \frac{L_c}{C} x_2 \frac{\operatorname{sgn}(\sigma_q) \sigma_d}{|\sigma_d| + |\sigma_q|} + k_3 \frac{L_c}{C} x_1 \frac{\operatorname{sgn}(\sigma_d) \sigma_q}{|\sigma_d| + |\sigma_q|} < 0$$

avec  $k_1$ ,  $k_2$  et  $k_3$  des constantes positives. En tenant compte des inégalités suivantes :

$$x_2 \frac{\operatorname{sgn}(\sigma_q) \sigma_d}{|\sigma_d| + |\sigma_q|} \leq |x_2| \left( \frac{|\sigma_d|}{|\sigma_d| + |\sigma_q|} \right) \leq |x_2|$$

et

$$x_1 \frac{\operatorname{sgn}(\sigma_d) \sigma_q}{|\sigma_d| + |\sigma_q|} \leq |x_1| \left( \frac{|\sigma_q|}{|\sigma_d| + |\sigma_q|} \right) \leq |x_1|$$

une condition suffisante pour avoir  $\dot{V} < 0$  est déduite:

$$-k_1 x_3 + k_2 \frac{L_c}{C} |x_1| + k_3 \frac{L_c}{C} |x_2| + k_2 \frac{L_c}{C} |x_2| + k_3 \frac{L_c}{C} |x_1| < 0$$

En réarrangeant les termes de cette dernière inégalité, la condition suivante est obtenue:

$$\frac{L_c}{C} (k_2 + k_3) (|x_1| + |x_2|) < k_1 x_3 \quad (4.40)$$

Cette condition garantit que  $\dot{V} < 0$ .

### 4.2.3.3 Résultats de la simulation

Les paramètres du système simulé sont donnés par le tableau VIII. L'objectif des simulations est d'examiner la capacité du filtre actif shunt commandé par le mode de glissement à remplir les trois fonctions suivantes :

Tableau VIII

Paramètres du système pour la commande par le mode de glissement

Tension de la source	$V_s = 110 \text{ V (efficace/phase)}$
Inductance de ligne	$L_s = 0.1 \text{ mH}$
Puissance apparente de la charge	$S_L = 3 \text{ kVA}$
Inductance du filtre actif	$L_c = 1 \text{ mH}$
Résistance du filtre actif	$R_c = 0.1 \Omega$
Capacitance du filtre actif	$C = 1000 \mu\text{F}$
Tension continue du filtre actif	$V_{dc} = 300\text{V}$
Gains de la commande	$k_1 = 0.8, k_2 = 0.4, k_3 = 0$

#### 4.2.3.3.1 Compensation des courants harmoniques et réactifs

La figure 4.3 montre les courants de la charge non-linéaire et les tensions simples au point de raccordement du filtre actif shunt. La charge est un redresseur à six thyristors alimentant une branche fortement inductive avec un angle de retard à l'amorçage de  $20^\circ$ . Les courants circulant dans la source triphasée sont illustrés dans la figure 4.4 en association avec les tensions simples. Nous constatons que le filtre actif shunt rend les courants de la source quasi-sinusoïdaux et en phase avec les tensions simples en son

point de raccordement. La distorsion harmonique totale dans les courants de la charge est de 26.6% et devient de 1.1% dans les courants de la source.

#### **4.2.3.3.2 Réponse en régime dynamique**

Une augmentation échelon de 100% de la charge non-linéaire est effectuée à l'instant  $t = 140$  ms. La figure 4.5 montre les formes d'ondes associées à cet essai. Les courants des phases 'a' et 'b' dans la charge et dans la source sont tracés. L'inspection des courants de la source montre qu'ils sont établis dans quelques ms après l'application de la variation échelon. La tension continue du filtre actif dévie légèrement de sa valeur de consigne, fixée dans ce test à 300 V, et y revient dans quelques cycles.

#### **4.2.3.3.3 Compensation d'une charge déséquilibrée**

Dans cet essai une charge linéaire R-L est ajoutée en parallèle avec le redresseur à thyristors par la fermeture de l'interrupteur SW. Les courants triphasés de la charge globale sont déséquilibrés, comme le montre la figure 4.6. Les courants circulant dans la source sont illustrés dans la figure 4.7 et confirment la capacité du filtre à compenser le déséquilibre de la charge. Les spectres harmoniques des courants de la charge et de la source se trouvent dans la figure 4.8. les contenus harmoniques des courants de la source sont largement inférieurs aux limites suggérées par les normes IEEE-519.

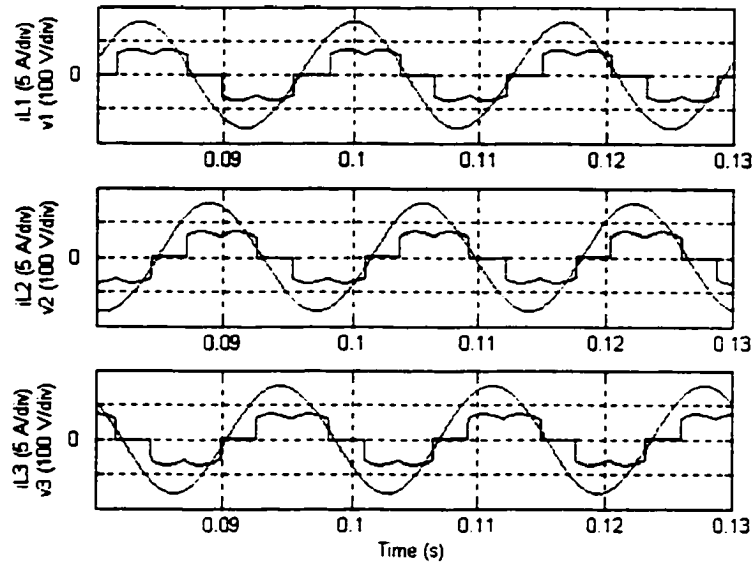


Figure 4.3 Courants et tensions simples à l'entrée de la charge non-linéaire.

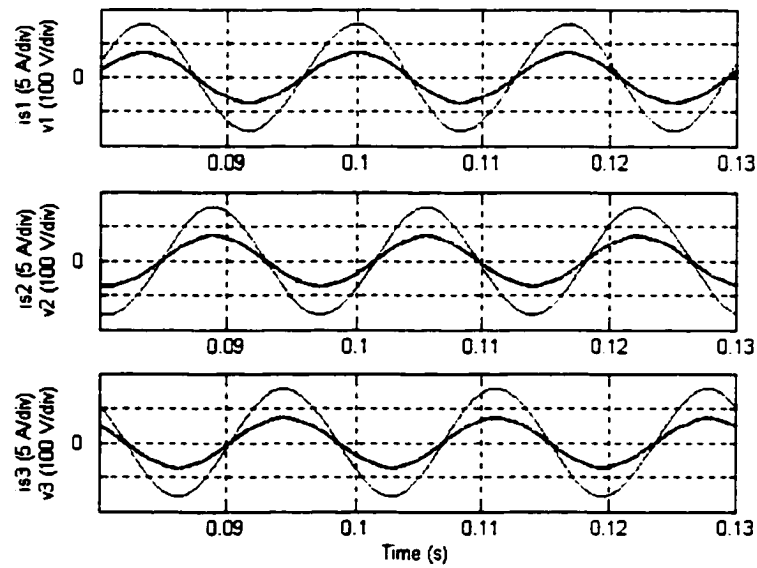


Figure 4.4 Courants de la source et tensions simples de la charge non-linéaire.

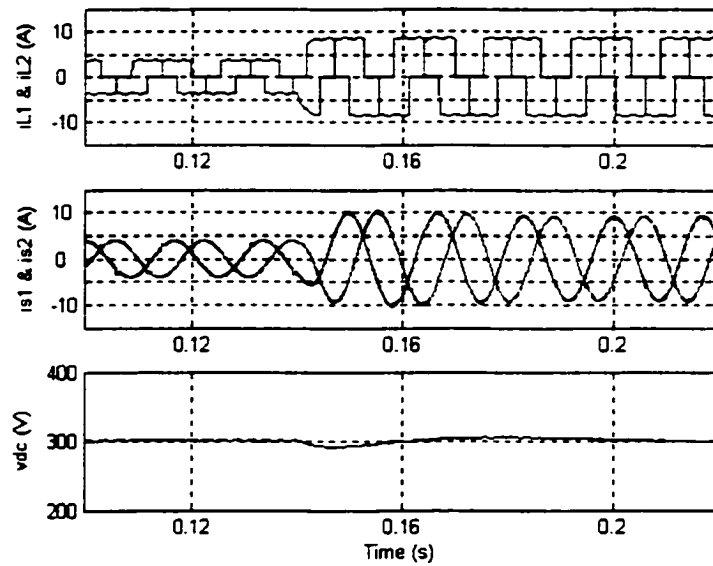


Figure 4.5 Formes d'ondes montrant la réponse dynamique à une variation échelon de la charge non-linéaire.

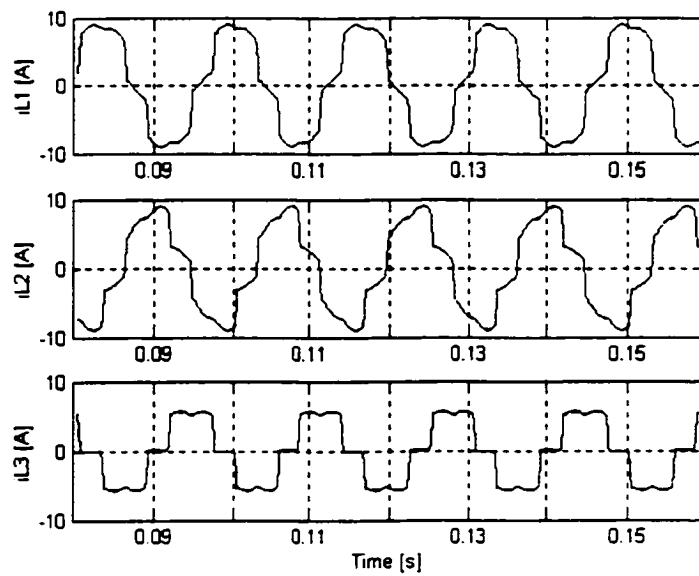


Figure 4.6 Courants de la charge déséquilibrée.

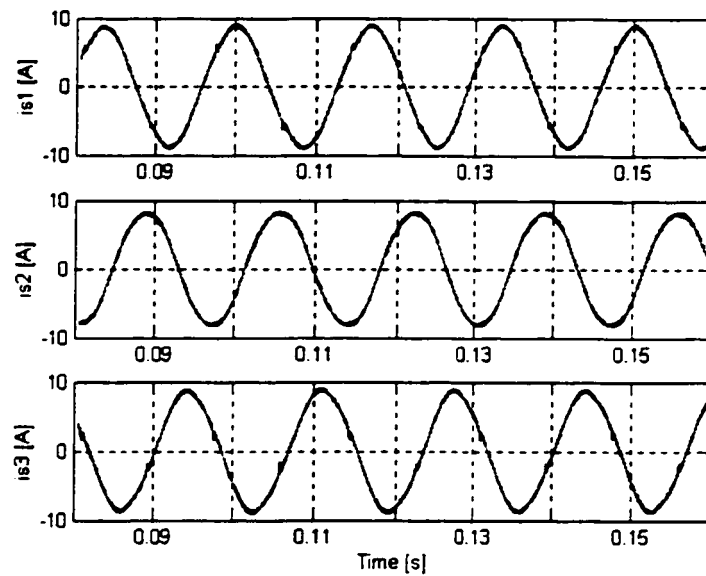


Figure 4.7 Courants de la source après la compensation de la charge déséquilibrée.

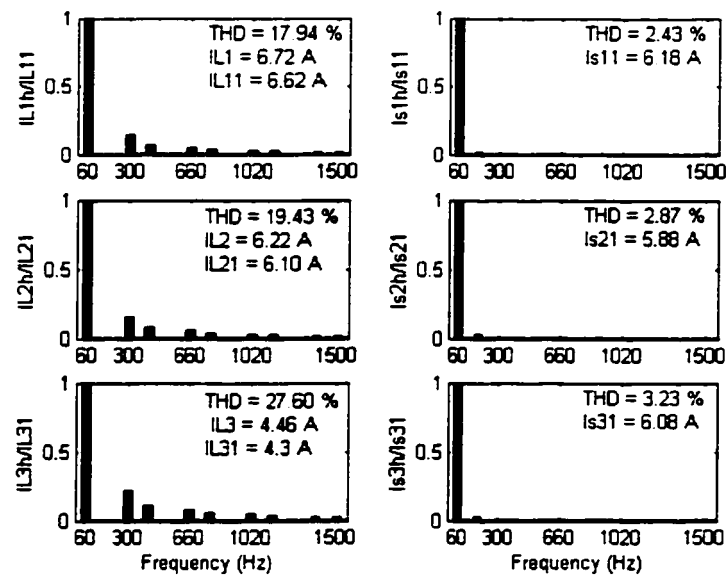


Figure 4.8 Spectres harmoniques des courants de la charge déséquilibrée et des courants de la source après compensation.

### 4.3 Commande non-linéaire prédictive optimale

Dans cette section, le filtre actif shunt triphasé est commandé par une stratégie de commande non-linéaire optimale prédictive [66]. Cette stratégie ne nécessite pas une optimisation en temps réel. Elle garantit un suivi rapide des références des courants, une stabilité de la boucle de courant et une compensation robuste lorsqu'elle fait face à des conditions imparfaites de la charge et de la source.

#### 4.3.1 Révision de la théorie

##### 4.3.1.1 Commande non-linéaire prédictive généralisée

Soit le système non-linéaire suivant :

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= f(x(t)) + g(x(t))u(t) \\ y_i(t) &= h_i(x(t)), \quad i = 1, \dots, m, \end{aligned} \quad (4.41)$$

où  $x \in \mathcal{R}^n$ ,  $u \in \mathcal{R}^m$  et  $y = [y_1, y_2, \dots, y_m]^T \in \mathcal{R}^m$  sont respectivement les vecteurs d'état, de commande et de sortie. Le problème de la commande non-linéaire prédictive est le suivant : à un moment donné, basé sur la connaissance de la séquence des sorties passées et présentes et les entrées passées du processus, il est désiré de déterminer la prochaine séquence des entrées pour que la sortie du processus suive une trajectoire prédéterminée sans erreur de suivi.

Le problème de suivi optimal est basé sur l'idée qu'à un instant quelconque  $t$ ,  $x(t)$  est la condition initiale de la trajectoire d'état  $\hat{x}(t + \tau)$  piloté par une entrée  $\hat{u}(t + \tau)$  ensemble avec une sortie  $\hat{y}(t + \tau)$ , où le symbole " $\hat{\phantom{x}}$ " désigne une grandeur prédite. Les dynamiques du système dans l'horizon mobile localisé à l'instant  $t$ , est décrit par :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}(t + \tau) = f(\hat{x}(t + \tau)) + g(\hat{x}(t + \tau))\hat{u}(t + \tau) \\ \hat{y}(t + \tau) = h(\hat{x}(t + \tau)) \end{cases} \quad (4.42)$$



où  $\tau \geq 0$  et

$$h(\hat{x}(t + \tau)) = [h_1(\hat{x}(t + \tau)), \dots, h_m(\hat{x}(t + \tau))]^T$$

et le vecteur d'état initial  $\hat{x}(t + \tau)$  dans l'horizon mobile est donné par :

$$\hat{x}(t) = x(t)$$

L'indice de performance de l'horizon de prédiction est :

$$J = \frac{1}{2} \int_0^T (\hat{y}(t + \tau) - \hat{w}(t + \tau))^T (\hat{y}(t + \tau) - \hat{w}(t + \tau)) d\tau \quad (4.43)$$

Quelques hypothèses sont imposées au système non-linéaire :

A1 : La dynamique zéro du système si elle existe est stable.

A2 : Toutes les variables d'état sont disponibles.

A3 : Chacune des sorties  $y(t)$  du système a un degré relatif bien défini.

A4 : La sortie  $y(t)$  et la référence  $w(t)$  sont différentiables suffisamment de fois en fonction de  $t$ .

#### 4.3.1.2 Prédiction de la sortie

La fenêtre mobile dans le temps est prédite par l'expansion en série de Fourier. La dérivation de  $\hat{y}$  répétée  $\rho$  fois ensemble avec la substitution répétée du système (4.41) donne :

$$\begin{aligned} \dot{\hat{y}}(t) &= L_f h(x) \\ &\vdots \\ \hat{y}^{[\rho-1]}(t) &= L_f^{\rho-1} h(x) \\ \hat{y}^{[\rho]}(t) &= L_f^\rho h(x) + L_g L_f^{\rho-1} h(x) \hat{u}(t) \end{aligned} \quad (4.44)$$

où  $\hat{y}^{[i]}(t)$  désigne la  $i^e$  dérivée de  $\hat{y}(t)$ , la relation  $\hat{x}(t + \tau) = x(t + \tau)$  pour  $\tau = 0$  est utilisée et  $h(x) = [h_1(x), \dots, h_m(x)]^T$ .

Quand l'ordre de la commande est choisi comme étant  $r$ , pour faire apparaître la  $r^e$  dérivée du signal de commande, l'ordre de l'expansion en série de Taylor de la sortie

$\hat{y}(t + \tau)$  doit être au moins  $\rho + r$ . En dérivant la dernière équation dans (4.44), on obtient :

$$\hat{y}^{[\rho+1]}(t) = L_f^{\rho+1}h(x) + p_{11}(\hat{u}(t), x(t)) + L_g L_f^{\rho-1}h(x)\dot{\hat{u}}(t)$$

où

$$p_{11}(\hat{u}(t), x(t)) = L_g L_f^{\rho}h(x)\hat{u}(t) + \frac{dL_g L_f^{\rho-1}h(x)}{dt} \hat{u}(t)$$

Ici  $\frac{dL_g L_f^{\rho-1}h(x)}{dt}$  est une fonction de  $x$  et  $\hat{u}$ . Par conséquent,  $\hat{u}_i \hat{u}_j$  pour  $i, j = 1, \dots, m$ ,

apparaît dans  $p_{11}$ . De même, on peut démontrer que les dérivées les plus élevées dans la sortie sont données par :

$$\begin{aligned} \hat{y}^{[\rho+2]}(t) &= L_f^{\rho+2}h(x) \\ &+ p_{21}(\hat{u}(t), x(t)) \\ &+ p_{22}(\hat{u}(t), \dot{\hat{u}}(t), x(t)) \\ &+ L_g L_f^{\rho-1}h(x)\hat{u}^{[2]}(t) \\ &\vdots \\ \hat{y}^{[\rho+r]}(t) &= L_f^{\rho+r}h(x) + p_{r1}(\hat{u}(t), x(t)) \\ &+ p_{r2}(\hat{u}(t), \dot{\hat{u}}(t), x(t)) + \dots \\ &+ p_{r\pi}(\hat{u}(t), \dots, \hat{u}^{[r-1]}(t), x(t)) \\ &+ L_g L_f^{\rho-1}h(x)\hat{u}^{[r]}(t) \end{aligned} \quad (4.45)$$

La collection de toutes les dérivées donne :

$$\hat{\bar{Y}}(t) = \begin{bmatrix} \hat{y}^{[0]} \\ \hat{y}^{[1]} \\ \vdots \\ \hat{y}^{[\rho]} \\ \hat{y}^{[\rho+1]} \\ \vdots \\ \hat{y}^{[\rho+r]} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h(x) \\ L_f^1 h(x) \\ \vdots \\ L_f^{\rho} h(x) \\ L_f^{\rho+1} h(x) \\ \vdots \\ L_f^{\rho+r} h(x) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0_{m \times 1} \\ \vdots \\ 0_{m \times 1} \\ L(\hat{\bar{u}}) \end{bmatrix} \quad (4.46)$$

où  $L(\hat{\mathbf{u}}) \in \mathfrak{R}^{m(r+1)}$  est une matrice donnée par :

$$L(\hat{\mathbf{u}}) = \begin{pmatrix} L_g L_f^{\rho-1} h(\mathbf{x}) \hat{\mathbf{u}}(t) \\ p_{11}(\hat{\mathbf{u}}(t), \mathbf{x}(t)) + L_g L_f^{\rho-1} h(\mathbf{x}) \dot{\hat{\mathbf{u}}}(t) \\ \vdots \\ p_{r1}(\hat{\mathbf{u}}(t), \mathbf{x}(t)) + \dots + \\ p_{r\pi}(\hat{\mathbf{u}}(t), \dots, \hat{\mathbf{u}}^{[r-1]}(t), \mathbf{x}(t)) + \\ L_g L_f^{\rho-1} h(\mathbf{x}) \hat{\mathbf{u}}^{[r]}(t) \end{pmatrix} \quad (4.47)$$

$$\text{et } \hat{\mathbf{u}} = \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{u}}(t)^T & \dot{\hat{\mathbf{u}}}(t)^T & \ddot{\hat{\mathbf{u}}}(t)^T & \dots & \hat{\mathbf{u}}^{[r]}(t)^T \end{bmatrix}$$

A l'intérieur de la fenêtre mobile, la sortie  $\hat{\mathbf{y}}(t + \tau)$  au temps  $\tau$  est approximativement prédite par :

$$\hat{\mathbf{y}}(t + \tau) = \Gamma(\bar{\tau}) \hat{\mathbf{Y}}(t) \quad (4.48)$$

où

$$\bar{\tau} = \text{diag}\{\tau, \dots, \tau\} \quad (4.49)$$

et

$$\Gamma(\bar{\tau}) = \begin{bmatrix} I, & \bar{\tau}, & \dots & \frac{\bar{\tau}^{(\rho+r)}}{(\rho+r)!} \end{bmatrix} \quad (4.50)$$

L'expansion en série de Fourier de la référence donne :

$$\hat{\mathbf{w}}(t + r) = \Gamma(\bar{\tau}) \bar{\mathbf{W}}(t) \quad (4.51)$$

$$\text{où } \bar{\mathbf{W}}(t) = \begin{bmatrix} \mathbf{w}(t)^T & \dot{\mathbf{w}}(t)^T & \dots & \mathbf{w}^{[\rho+r]}(t)^T \end{bmatrix}^T$$

Le problème du suivi optimal peut maintenant être reformulé pour obtenir l'entrée optimale  $\hat{\mathbf{u}}(t) \in \mathfrak{R}^{(\rho+r+1)m}$  de façon à ce que l'indice de performance soit minimisé.

#### 4.3.1.3 Commande optimale

**Théorème 1** : Considérons un système non-linéaire multivariable continu satisfaisant les hypothèse A1-A4 et supposons que la sortie dans l'intervalle de prédiction est prédite

par l'expansion de Taylor jusqu'à l'ordre  $\rho + r$ , où  $\rho$  est le degré relatif. Par conséquent, pour un ordre de la commande donné  $r \geq 0$ , la loi de commande non-linéaire optimale qui permet de minimiser l'indice de performance de l'horizon de prédiction est donnée par :

$$u(t) = -\left(L_g L_f^{\rho-1} h(x)\right)^{-1} \left(K M_\rho + L_f^\rho h(x) - w^{[p]}(t)\right) \quad (4.52)$$

où  $M_\rho \in \mathcal{R}^{m \times p}$  est donnée par :

$$M_\rho = \begin{pmatrix} h(x) - w(t) \\ L_f^1 h(x) - w^{[1]}(t) \\ \dots \\ L_f^{\rho-1} h(x) - w^{[p-1]}(t) \end{pmatrix} \quad (4.53)$$

et  $K \in \mathcal{R}^{m \times m \times p}$  représente les premières  $mp$  colonnes de la matrice  $\bar{\Gamma}_{r,r}^{-1} \bar{\Gamma}_{\rho,r}^T$ , où :

$$\begin{aligned} \bar{\Gamma}_r &= \begin{bmatrix} \bar{\Gamma}(\rho+1, \rho+1) & \dots & \bar{\Gamma}(\rho+1, \rho+r+1) \\ \vdots & & \vdots \\ \bar{\Gamma}(\rho+r+1, \rho+1) & \dots & \bar{\Gamma}(\rho+r+1, \rho+r+1) \end{bmatrix}, \\ \bar{\Gamma}_{pr} &= \begin{bmatrix} \bar{\Gamma}_{(1, \rho+1)} & \dots & \bar{\Gamma}_{(1, \rho+r+1)} \\ \vdots & & \vdots \\ \bar{\Gamma}_{(\rho, \rho+1)} & \dots & \bar{\Gamma}_{(\rho, \rho+r+1)} \end{bmatrix}, \\ \bar{\Gamma}_{(i,j)} &= \frac{\bar{T}^{i+j-1}}{(i-1)!(j-1)!(i+j-1)} \\ &\quad i, j = 1, \dots, \rho+r+1, \end{aligned} \quad (4.54)$$

où  $\bar{T} = \text{diag}\{T, \dots, T\} \in \mathcal{R}^{m \times m}$ ,  $T$  étant la durée de l'horizon de prédiction.

Cette loi de commande optimale possède un seul paramètre libre, soit l'ordre de la commande  $r$ . D'ailleurs, la dérivée la plus élevée de la sortie  $y(t)$  nécessaire pour le calcul de  $u$  est d'ordre  $\rho$  quelque soit l'ordre de la commande  $r$  choisi.

**Démonstration du théorème 1 :**

Développant l'indice de performance (4.43) :

$$\begin{aligned}
 J &= \frac{1}{2} \int_0^T (\hat{y}(t+\tau) - \hat{w}(t+\tau))^T (\hat{y}(t+\tau) - \hat{w}(t+\tau)) d\tau \\
 &= \frac{1}{2} \int_0^T [\hat{Y}(t) - \bar{W}(t)]^T \Gamma(\bar{\tau})^T \Gamma(\bar{\tau}) [\hat{Y}(t) - \bar{W}(t)] d\tau \\
 &= \frac{1}{2} \int_0^T [\hat{Y}(t) - \bar{W}(t)]^T \bar{\Gamma} [\hat{Y}(t) - \bar{W}(t)] d\tau
 \end{aligned}$$

où  $\bar{\Gamma}$  est une matrice de dimensions  $m(\rho + r + 1) \times m(\rho + r + 1)$  et est définie comme étant :

$$\bar{\Gamma} = \int_0^T \Gamma^T(\bar{\tau}) \Gamma(\tau) d\tau$$

Soit

$$\bar{\Gamma} = \begin{bmatrix} \bar{\Gamma}_{(1,1)} & \cdots & \bar{\Gamma}_{(1,\rho+r+1)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \bar{\Gamma}_{(\rho+r+1,1)} & \cdots & \bar{\Gamma}_{(\rho+r+1,\rho+r+1)} \end{bmatrix}$$

Le  $ij^e$  élément de cette dernière matrice peut être obtenu d'après (4.54) en remplaçant  $\bar{T}$  par  $\bar{\tau}$ .

D'ailleurs, d'après (4.46), on a :

$$\hat{Y} - \bar{W} = M + \begin{bmatrix} 0_{m\rho \times 1} \\ L(\hat{u}) \end{bmatrix}$$

où

$$M = \begin{bmatrix} L_f^0 h(x) \\ L_f^1 h(x) \\ \vdots \\ L_f^{\rho+r} h(x) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} w(t) \\ w^{[1]}(t) \\ \vdots \\ w^{[\rho+r]}(t) \end{bmatrix}$$

En dérivant  $L$  dans (4.47) en fonction de  $\hat{u}$ , nous obtenons :

$$L_p = \frac{\partial L(\hat{\bar{u}})}{\partial \hat{\bar{u}}} = \begin{bmatrix} L_g L_f^{\rho-1} h(x) & 0_{m \times m} & 0_{m \times m} & \dots & 0_{m \times m} & 0_{m \times m} \\ x_{m \times m} & L_g L_f^{\rho-1} h(x) & 0_{m \times m} & \dots & 0_{m \times m} & 0_{m \times m} \\ \vdots & & \ddots & & \vdots & \vdots \\ x_{m \times m} & & \dots & & L_g L_f^{\rho-1} h(x) & 0_{m \times m} \\ & & & & x_{m \times m} & L_g L_f^{\rho-1} h(x) \end{bmatrix} \quad (4.55)$$

où  $x_{m \times m}$  désigne l'élément matriciel non nul de dimension  $m \times m$  de la matrice  $L_p$ .

La condition nécessaire pour la commande optimale  $\hat{\bar{u}}$  est :

$$\frac{\partial J}{\partial \hat{\bar{u}}} = 0 \quad (4.56)$$

La partition de la matrice  $\bar{\Gamma}$  en sous-matrices s'écrit :

$$\bar{\Gamma} = \begin{bmatrix} \bar{\Gamma}_{\rho\rho} & \bar{\Gamma}_{\rho r} \\ \bar{\Gamma}_{\rho r}^T & \bar{\Gamma}_{rr} \end{bmatrix} \quad (4.57)$$

où  $\bar{\Gamma}_{\rho\rho} \in \mathfrak{R}^{m\rho \times m\rho}$ ,  $\bar{\Gamma}_{\rho r} \in \mathfrak{R}^{m\rho \times m(r+1)}$ ,  $\bar{\Gamma}_{rr} \in \mathfrak{R}^{m(r+1) \times m(r+1)}$

En dérivant l'indice de performance  $J$  en fonction du vecteur de commande  $\bar{u}$  et en utilisant les notations déjà définies :

$$\begin{aligned} \frac{\partial J}{\partial \hat{\bar{u}}} &= \left( \frac{\partial (\hat{\bar{Y}} - \bar{W})}{\partial \hat{\bar{u}}} \right)^T \bar{\Gamma} (\hat{\bar{Y}} - \bar{W}) \\ &= \left[ \frac{\partial L(\hat{\bar{u}})}{\partial \hat{\bar{u}}} \right]^T \bar{\Gamma} (\hat{\bar{Y}} - \bar{W}) \\ &= \begin{bmatrix} 0 & L_p^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{\Gamma}_{\rho\rho} & \bar{\Gamma}_{\rho r} \\ \bar{\Gamma}_{\rho r}^T & \bar{\Gamma}_{rr} \end{bmatrix} \left( M + \begin{bmatrix} 0 \\ L(\hat{\bar{u}}) \end{bmatrix} \right) \end{aligned}$$

La condition nécessaire s'écrit alors :

$$L_p^T [\bar{\Gamma}_{\rho r}^T \bar{\Gamma}_{rr}] M + L_p^T \bar{\Gamma}_{rr} L(\hat{\bar{u}}) = 0 \quad (4.58)$$

Étant donné que  $L_g L_f^{\rho-1} h(x)$  est inversible selon la définition du degré relatif, par conséquent  $L_p^T$  est aussi inversible. Notons que la matrice  $\bar{\Gamma}_{rr}$  est définie positive. Nous obtenons :

$$L(\hat{\bar{u}}) = -[\bar{\Gamma}_{rr}^{-1} \cdot \bar{\Gamma}_{\rho r}^T, I_{m(r+1) \times m(r+1)}] \cdot M \quad (4.59)$$

Selon (4.47), les premières  $m$  équations dans (4.59) s'écrivent :

$$L_g L_f^{\rho-1} h(x) \cdot \hat{u}(t) + K M_\rho + L_f^\rho h(x) - w^{[\rho]}(t) = 0$$

où  $K$  désigne les premières  $m$  colonnes de la matrice  $\bar{\Gamma}_{rr}^{-1} \bar{\Gamma}_{\rho r}^T$  et tenant compte de la partition de  $\bar{\Gamma}$  dans (4.57),  $M_\rho$  est donnée par :

$$M_\rho = \left[ (h(x) - w(t))^T, (L_f^1 h(x) - w^{[1]}(t))^T, \dots, (L_f^{\rho-1} h(x) - w^{[\rho-1]}(t))^T \right]^T$$

La seule solution de (4.59) est (4.52), laquelle est répétée ici :

$$u(t) = -\left(L_g L_f^{\rho-1} h(x)\right)^{-1} \left(K M_\rho + L_f^\rho h(x) - w^{[\rho]}(t)\right)$$

D'autre part, les dérivées de  $\hat{u}(t)$  peuvent aussi être obtenues directement de (4.59). En effet, les deuxièmes  $m$  équations dans (4.58) peuvent être écrites sous la forme suivante :

$$\left(L_g L_f^{\rho-1} h(x)\right) \dot{\hat{u}}(t) + p_{11} \hat{u}(t) = -\left(K_2 M_\rho + L_f^{\rho+1} h(x) - w^{[\rho+1]}(t)\right)$$

La commande optimale  $\hat{u}(t)$  est alors donnée par :

$$\dot{\hat{u}}(t) = -\left(L_g L_f^{\rho-1} h(x)\right)^{-1} \left(K_2 M_\rho + p_{11} \hat{u}(t) + L_f^{\rho+1} h(x) - w^{[\rho+1]}(t)\right) \quad (4.60)$$

où  $K_2$  désigne les deuxièmes  $m$  colonnes dans la matrice  $\bar{\Gamma}_{rr}^{-1} \bar{\Gamma}_{\rho r}^T$ . Une fois la commande optimale  $\hat{u}(t)$  est calculée à l'aide de (4.52), l'expression de  $\dot{\hat{u}}(t)$  peut être obtenue par la substitution de (4.52) dans (4.60). D'une façon récursive,  $\hat{u}^{[2]}(t), \dots, \hat{u}^{[r]}(t)$  peuvent aussi être déterminées à partir des autres équations dans (4.59). Par conséquent, l'entrée de la commande optimale  $\hat{u}(t + \tau)$  dans la fenêtre de prédiction  $\tau \in [0, T]$ , peut être construite à partir de  $\hat{u}(t), \hat{u}^{[1]}(t), \dots, \hat{u}^{[r]}(t)$  comme suit :

$$\hat{u}(t + \tau) = \hat{u}(t) + \dot{\hat{u}}(t) \tau + \dots + \frac{1}{r!} \hat{u}^{[r]}(t) \tau^r$$

Cependant, seulement  $u(t) = \hat{u}(t)$  est implantée et les dérivées  $\hat{u}^{[i]}(t), i = 1, \dots, r$ , ne seront pas présentes dans l'implantation de la commande prédictive optimale. La loi de commande (4.52) est alors la seule nécessaire pour appliquer cette stratégie de commande.

### 4.3.2 Application de la commande au filtre actif shunt

#### 4.3.2.1 Commande non-linéaire prédictive

Les deux premières équations différentielles du modèle (3.17) du filtre actif shunt sont réécrites sous la formes suivante [76] :

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_c}{L_c} x_1 + \omega x_2 + \frac{v_d}{L_c} \\ -\frac{R_c}{L_c} x_2 - \omega x_1 + \frac{v_q}{L_c} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{v_{dc}}{L_c} & 0 \\ 0 & -\frac{v_{dc}}{L_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} \quad (4.61)$$

$$y(t) = [h_1(x) \quad h_2(x)]^T = [x_1 \quad x_2]^T$$

Nous réalisons que chacune des deux sorties possède un degré relatif  $\rho = 1$ . De plus, la sortie  $y(t)$  et le signal de référence  $y^*(t)$  sont différentiables en fonction du temps.

#### 4.3.2.2 Prédiction de la sortie

La première dérivée  $\dot{\hat{y}}(t)$  de la sortie peut être écrite sous la forme générale suivante :

$$\dot{\hat{y}}(t) = L_f h(x) + L_g h(x) \hat{u}(t) \quad (4.62)$$

La sortie  $\hat{y}(t + \tau)$  dans la fenêtre mobile est prédite par l'expansion de la série de Taylor. En plus, l'ordre de la sortie est déterminé par  $\rho + r$ . Le seul paramètre libre  $r$  sera choisi en fonction du dépassement toléré. Dans cette application puisque  $\rho = 1$ , il



n'y aura pas de dépassement [66] indépendamment de la valeur de  $r$ , laquelle sera alors choisie égale à zéro. L'ordre de l'expansion de Taylor de  $\hat{y}(t + \tau)$  doit être égale à  $\rho + r = 1$ . La matrice  $\hat{\bar{Y}}$  représentant l'expansion en série de Taylor est :

$$\hat{\bar{Y}}(t) = \begin{bmatrix} \hat{y}^{[0]} \\ \hat{y}^{[1]} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ -\frac{R_c}{L_c} x_1 + \omega x_2 + \frac{v_d}{L_c} \\ -\frac{R_c}{L_c} x_2 - \omega x_1 + \frac{v_q}{L_c} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{v_{dc}}{L_c} u_1 \\ -\frac{v_{dc}}{L_c} u_2 \end{bmatrix} \quad (4.63)$$

La prédiction de la sortie est :

$$\hat{y}(t + \tau) = \Gamma(\tau) \hat{\bar{Y}}(t) \quad (4.64)$$

où

$$\Gamma(\tau) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \tau & 0 \\ 0 & 1 & 0 & \tau \end{bmatrix} \quad (4.65)$$

Cela donne:

$$\hat{y}(t + \tau) = \begin{bmatrix} x_1 + \tau \left( -\frac{R_c}{L_c} x_1 + \omega x_2 + \frac{v_d}{L_c} - \frac{v_{dc}}{L_c} u_1 \right) \\ x_2 + \tau \left( -\frac{R_c}{L_c} x_2 - \omega x_1 + \frac{v_q}{L_c} - \frac{v_{dc}}{L_c} u_2 \right) \end{bmatrix} \quad (4.66)$$

D'une façon similaire, dans la fenêtre de temps mobile, la valeur approximative de la prédiction de la référence  $\hat{y}^*(t + \tau)$  à l'instant  $t + \tau$  est donnée par l'expansion en série de Taylor de  $y^*(t)$  à l'instant  $t$  jusqu'à l'ordre  $\rho + r$  :

$$\hat{y}^*(t + \tau) = \Gamma(\tau) \bar{Y}^*(t) \quad (4.67)$$

où  $\bar{Y}^*(t) = [y_1^*(t) \ y_2^*(t) \ \dot{y}_1^*(t) \ \dot{y}_2^*(t)]$

ce qui implique :

$$\hat{y}^*(t + \tau) = \begin{bmatrix} y_1^* + \tau \dot{y}_1^* \\ y_2^* + \tau \dot{y}_2^* \end{bmatrix} \quad (4.68)$$

### 4.3.2.3 Commande non-linéaire optimale

L'indice de performance de l'horizon de prédiction, selon (4.43), s'écrit :

$$J = \frac{1}{2} \int_0^T (\hat{y}(t+\tau) - \hat{y}^*(t+\tau))^T (\hat{y}(t+\tau) - \hat{y}^*(t+\tau)) d\tau \quad (4.69)$$

La loi de commande optimale qui minimise l'indice de performance, selon (4.52), est :

$$u(t) = -\left(L_g L_f^{\rho-1} h(x)\right)^{-1} \left(K M_p + L_f^{\rho} h(x) - y^{*\rho}(t)\right) \quad (4.70)$$

où  $K = \bar{\Gamma}_{rr}^{-1} \bar{\Gamma}_{pr}^T$ , avec:

$$\bar{\Gamma}_{rr} = \bar{\Gamma}_{(2,2)} = \begin{bmatrix} \frac{T^3}{3} & 0 \\ 0 & \frac{T^3}{3} \end{bmatrix}, \quad \bar{\Gamma}_{pr} = \bar{\Gamma}_{(1,2)} = \begin{bmatrix} \frac{T^2}{2} & 0 \\ 0 & \frac{T^2}{2} \end{bmatrix}$$

d'où

$$K = \frac{3}{2T} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \text{ et } M_p = M_1 = \begin{bmatrix} y_1 - y_1^* \\ y_2 - y_2^* \end{bmatrix} \quad (4.71)$$

Et les expressions de la loi de commande seront déduites :

$$u(t) = \frac{L_c}{v_{dc}} \begin{bmatrix} \frac{3}{2T} (y_1 - y_1^*) + \left( -\frac{R_c}{L_c} x_1 + \omega x_2 + \frac{v_d}{L_c} - \dot{y}_1^*(t) \right) \\ \frac{3}{2T} (y_2 - y_2^*) + \left( -\frac{R_c}{L_c} x_2 - \omega x_1 + \frac{v_q}{L_c} - \dot{y}_2^*(t) \right) \end{bmatrix} \quad (4.72)$$

La figure 4.9 montre le schéma bloc de la commande en boucle fermée.

### 4.3.2.4 Analyse de la stabilité en boucle fermée

La stabilité en présence de la loi de commande non-linéaire optimale doit être étudiée.

En effet, la sortie réelle du système est :

$$\dot{y}(t) = L_f h(x) + L_g h(x) u(t) \quad (4.73)$$

La loi de commande peut être écrite sous la forme suivante :

$$u(t) = -(L_g h(x))^{-1} (KM_1 + L_f h(x) - \dot{y}^*(t))$$

La substitution de la loi de commande dans l'expression (4.73) donne :

$$\dot{y}(t) = -KM_1 + \dot{y}^*(t) \quad (4.74)$$

où  $M_1 = y(t) - y^*(t)$ .

En définissant l'erreur de suivi  $\tilde{y}(t)$  comme suit :

$$\tilde{y}(t) = y^*(t) - y(t)$$

nous obtenons la dynamique de l'erreur en boucle fermée :

$$\dot{\tilde{y}}(t) + K\tilde{y}(t) = 0 \quad (4.75)$$

Cela démontre que les erreurs de suivi sont convergentes avec une allure exponentielle

exprimée par  $\tilde{y}_i(t) = \tilde{y}_i(t_0)e^{-\frac{3}{2T}t}$  pour  $i = 1, 2$ .

D'ailleurs, l'inspection de la loi de commande permet de constater que tous ses termes ne dépendent pas de  $r$  à l'exception de la matrice  $K$ .

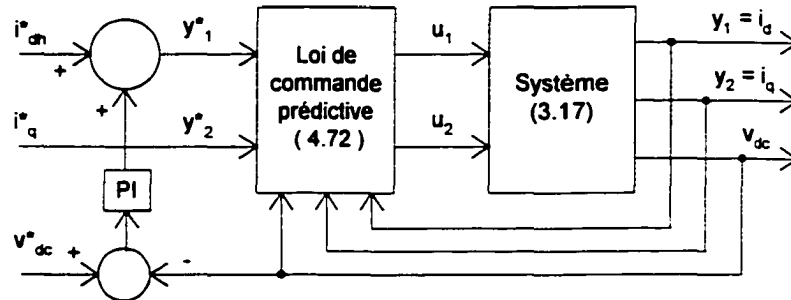


Figure 4.9 Schéma bloc synoptique de la commande prédictive.

#### 4.3.2.5 Résultats de la simulation

Le schéma bloc global dans la figure 4.10 a été simulé pour valider la commande prédictive établie. Les paramètres du circuit de puissance sont les mêmes que ceux donnés par le tableau VI. La durée de l'horizon de prédiction est  $T = 50 \mu s$ . Quatre différents aspects du comportement du filtre actif sont examinés.

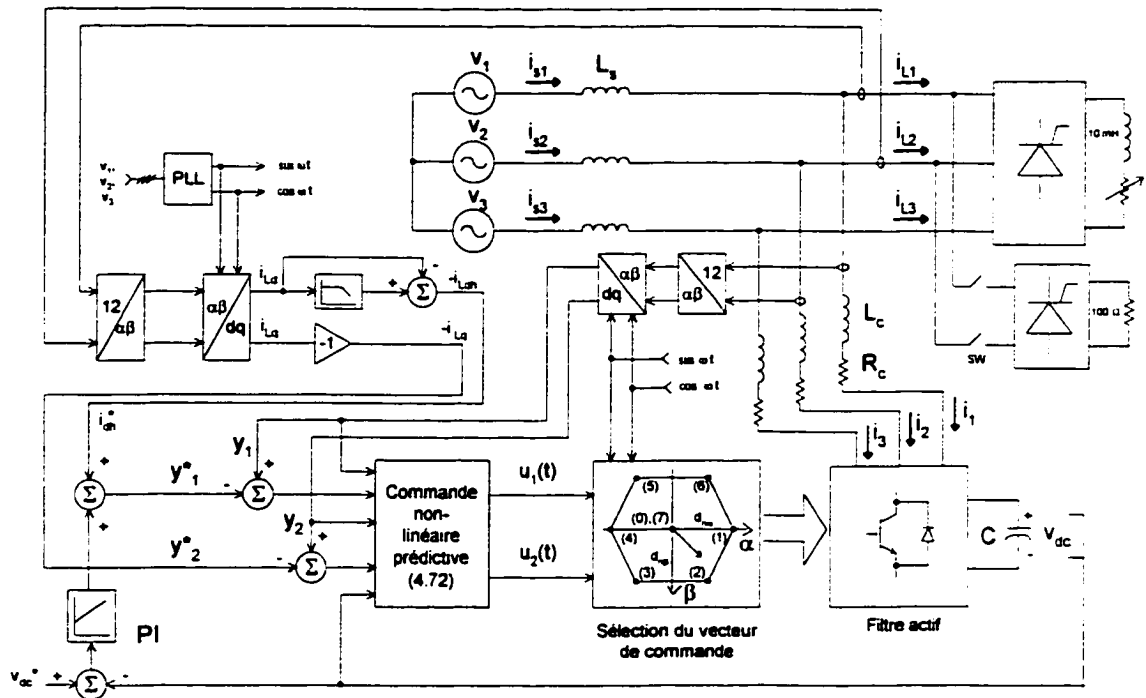


Figure 4.10 Schéma fonctionnel du système avec la commande prédictive.

#### 4.3.2.5.1 Compensation des harmoniques

Le redresseur triphasé alimentant une charge inductive est utilisé comme charge non-linéaire dans cet essai. La distorsion harmonique totale des courants appelés par la charge non-linéaire est de 28.65% et celle des courants de la source est de 1.3%. Les formes d'ondes des courants du filtre actif dans le plan 'dq' et celui de la phase 'a' ainsi que leurs références sont illustrées dans la figure 4.11. Ces formes d'ondes montrent la bonne performance de suivi du filtre actif en régime permanent.

#### 4.3.2.5.2 Réponse dynamique

La charge non-linéaire est augmentée en échelon de 100% à l'instant  $t = 240$  ms. Les courants résultants de la phase 'a' dans la charge, dans la source et dans le filtre actif sont

montrés dans la figure 4.12 et montrent la rapidité de la réponse dynamique à ce type de variation. Les courants du filtre actif dans le plan 'dq' et sa tension continue sont reportés dans la figure 4.13 et évoquent le fait que le courant  $i_d$  régule la tension  $v_{dc}$  avec une lenteur suffisante pour assurer la séparation des dynamiques des courants de celle de la tension continue.

#### **4.3.2.5.3 Compensation sous des conditions imparfaites de la source**

Dans ce test la tension simple de la phase 'a' au point de raccordement tombe à 40% de sa valeur nominale durant sept cycles. Les tensions simples montrant ce creux dans la phase 'a' sont tracées dans la figure 4.14. Les courants résultants appelés par la charge non-linéaire sont dans la figure 4.15 et montrent l'effet du creux survenu. Le filtre actif était capable d'équilibrer le système des courants circulant dans la source tout en compensant les harmoniques dans ces courants, comme le montre la figure 4.16. Les spectres harmoniques des courants de la phase a dans la charge et dans la source durant le creux de la tension sont reportés dans la figure 4.17. La THD dans le courant  $i_{Li}$  est de 41% pendant qu'elle est de 2.16% dans le courant  $i_{s1}$ . Ces résultats affirment la robustesse de la stratégie de commande testée.

#### **4.3.2.5.4 Compensation pour une charge non-linéaire déséquilibrée**

Une autre sorte de perturbation est examinée dans ce test consistant en une charge non-linéaire déséquilibrée. L'interrupteur SW dans la figure 4.10 est fermé ce qui ajoute un redresseur monophasé entre les phases 'a' et 'b' et fonctionnant en parallèle avec le redresseur triphasé avec des angles de retard à l'amorçage respectivement de 30° et 0°. Les courants appelés par la charge globale, tracés dans la figure 4.18, sont déséquilibrés et contiennent des harmoniques non-caractéristiques. Le filtre actif était capable de compenser ce déséquilibre en rendant les courants de la source quasi-sinusoïdaux et équilibrés comme le montre la figure 4.19. Les spectres harmoniques des courants de la

charge et de la source confirment la bonne performance du filtre actif comme l'évoque la figure 4.20.

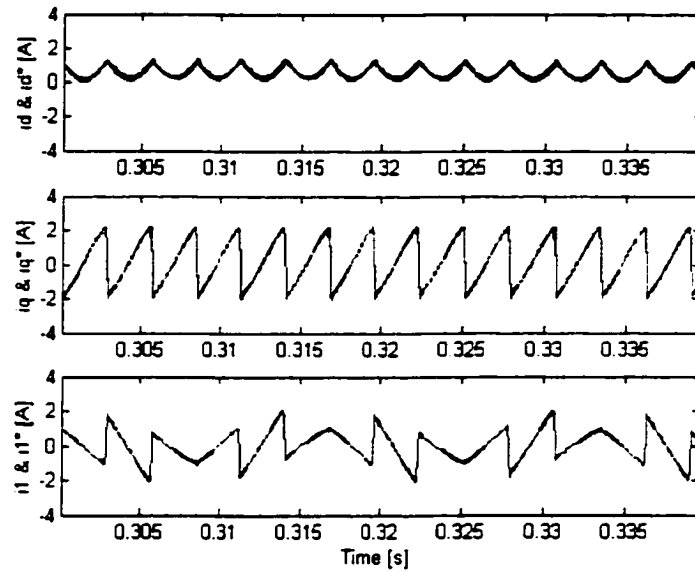


Figure 4.11 Performance de suivi des courants en régime permanent.

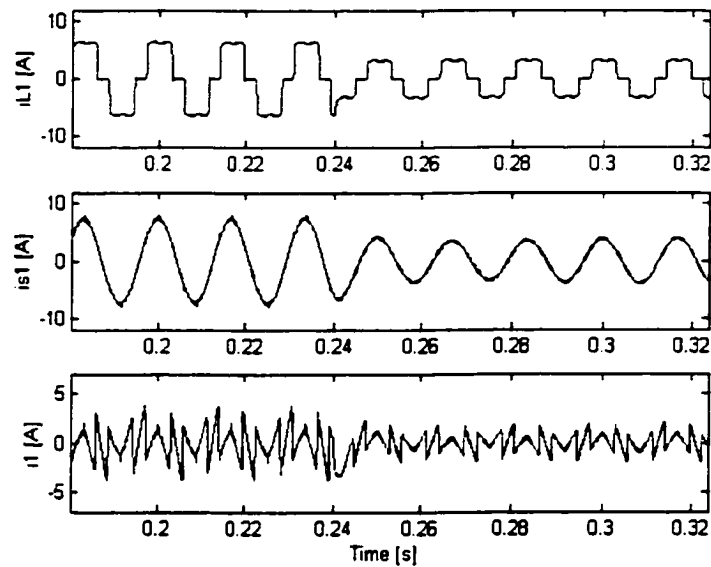


Figure 4.12 Courants de la phase 'a' montrant la réponse en régime dynamique.

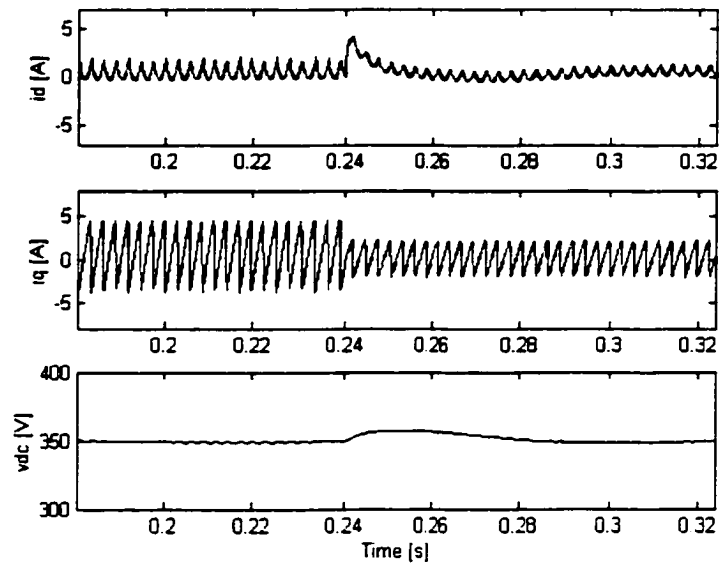


Figure 4.13 Les courants dans le plan 'dq' et la tension continue du filtre actif en régime dynamique.

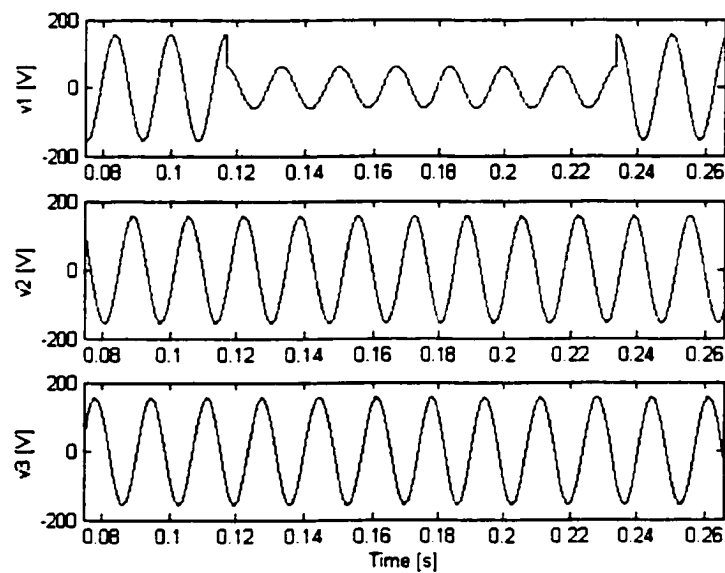


Figure 4.14 Tensions simples de la source montrant le creux dans la phase 'a'.

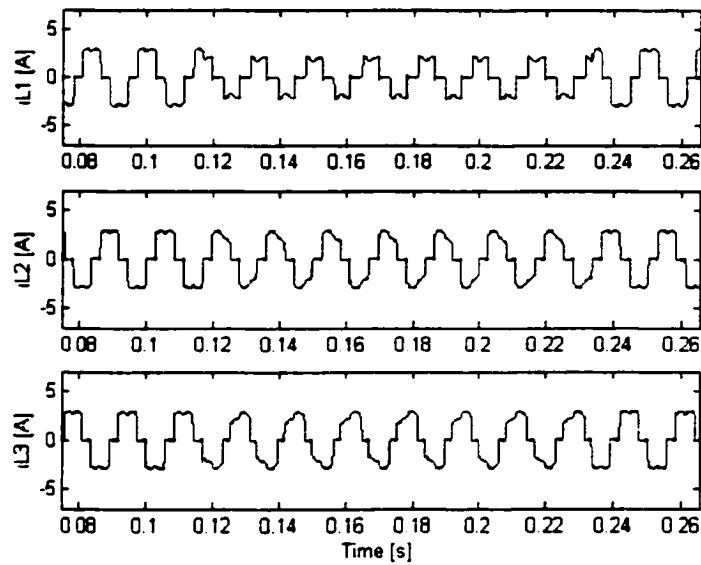


Figure 4.15 Courants dans la charge montrant l'effet du creux de la tension dans la phase 'a'.

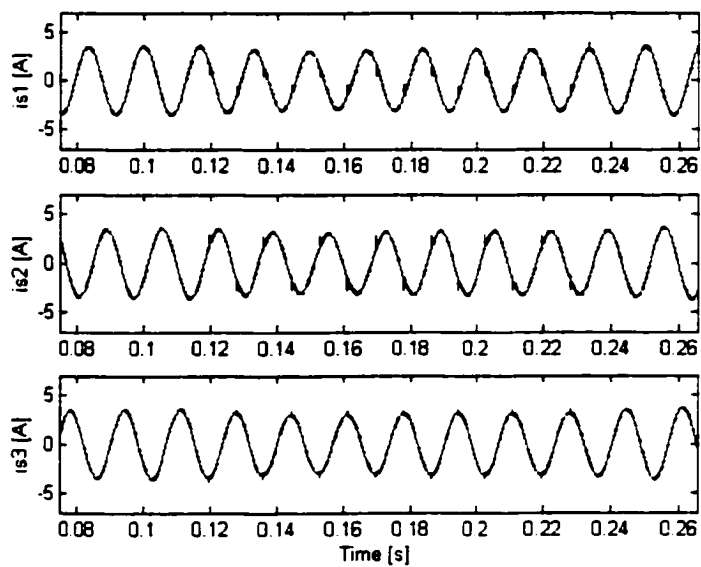


Figure 4.16 Courants dans la source durant le creux dans la phase 'a'.



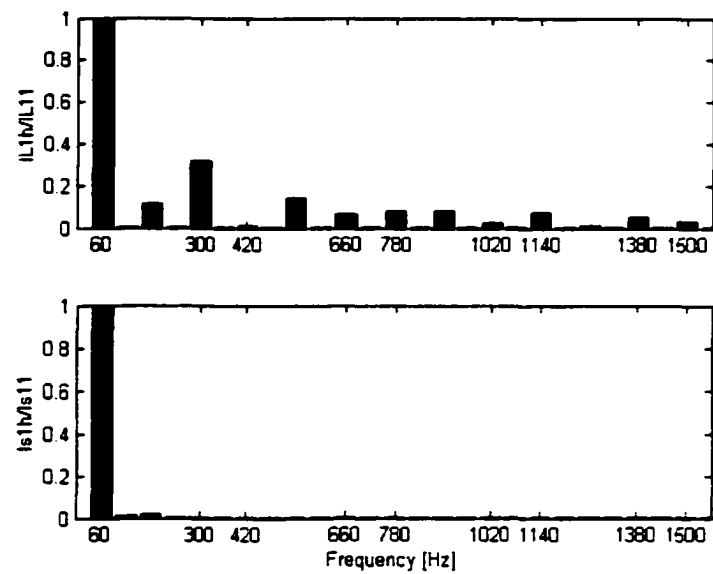


Figure 4.17 Spectres harmoniques des courants de la phase 'a' dans la charge et dans la source durant le creux de la tension.

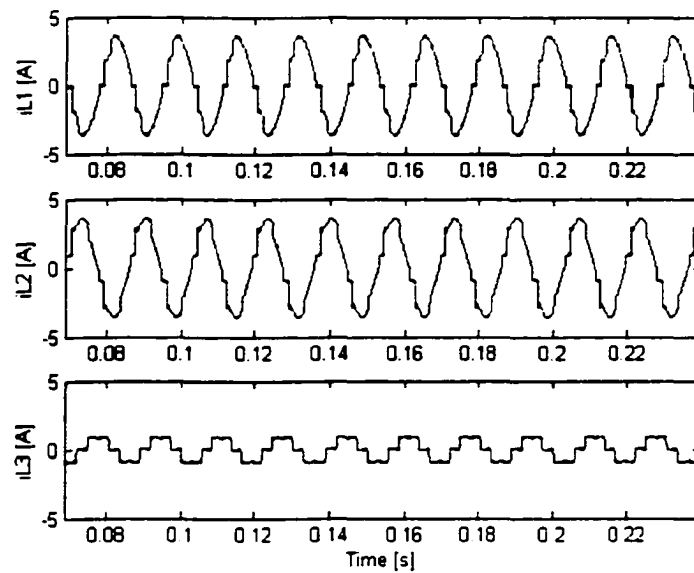


Figure 4.18 Courants de la charge déséquilibrée.

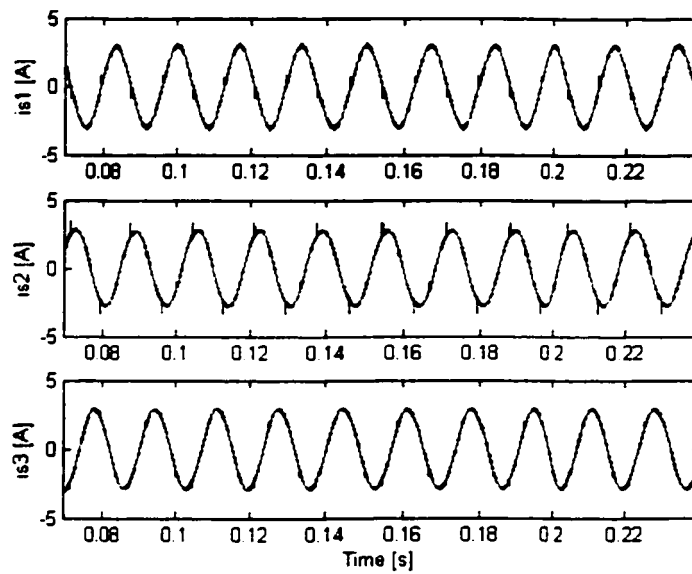


Figure 4.19 Courants dans la source avec une charge déséquilibrée.

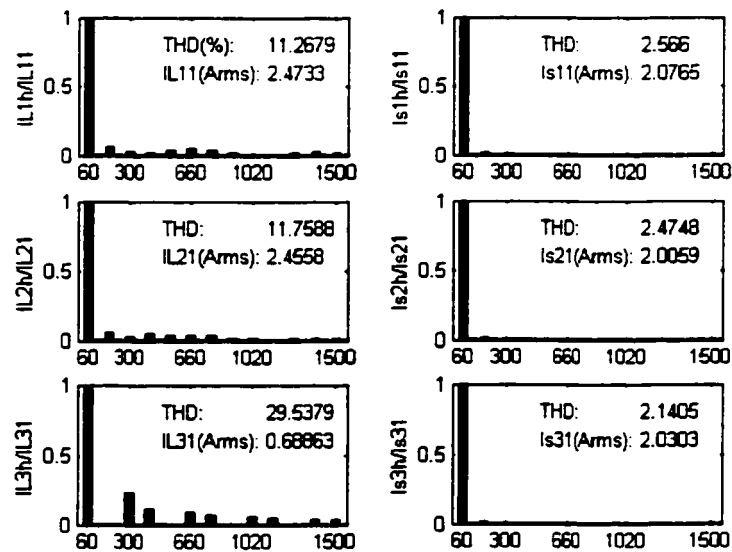


Figure 4.20 Spectres harmoniques des courants de la source et de la charge pour une charge déséquilibrée.

#### 4.4 Comparaison des différentes stratégies de commande

L'objectif étant de comparer les différentes stratégies de commande d'un filtre actif shunt, élaborées et testées dans les chapitres 3 et 4, le tableau IX récapitule les caractéristiques essentielles de ces commandes.

Tableau IX

Comparaison entre les stratégies de commande appliquées au filtre actif shunt

	Commande non-linéaire (Figure 3.3)	Commande non-linéaire exacte (Figure 3.18)	Commande par le mode de glissement (Figure 4.2)	Commande prédictive optimale (Figure 4.10)
Lois de commande	(3.25), (3.26) et (3.35)	(3.66), (3.68) et (3.73)	(4.33), (4.34) et (4.36)	(4.72)
Résultats des simulations	Tableau VII et figures 3.6-3.15	Figures 3.19 et 3.20	Figures 4.3 – 4.8	Figures 4.11 – 4.20
Complexité d'implantation	Moyenne	Moyenne	Faible	Moyenne
Stabilité garantie	Localement	Localement	Globalement	Localement
Effort de calcul	Moyen	Élevé	Faible	Élevé
Difficulté d'ajustement des gains	Faible	Faible	Faible	Faible
Gain optimisé	Non	Non	Non	Oui
Suivi des courants	Rapide	Rapide	Rapide	Rapide
Robustesse assurée	Non	Non	Oui	Non

## 4.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons appliqué pour la commande du filtre actif shunt deux stratégies de commande avancées la première est basée sur une technique de commande par mode de glissement et la deuxième sur une commande prédictive optimale.

Dans la première partie du chapitre, nous avons développé la technique de commande par mode de glissement laquelle est appliquée pour la première fois au filtre actif shunt triphasé à trois fils. En fait, le modèle non-linéaire est considéré au complet dans la formation des surfaces de commutation. De plus, la stabilité du système en chaîne fermée du système global est assurée sans avoir recours à la diagonalisation du système en temps réel. Cela rend l'implantation de la commande plus simple.

Dans la deuxième partie du chapitre, nous appliquons une commande optimale prédictive au filtre actif shunt. Elle ressemble aux commandes non-linéaires du chapitre 3, sauf qu'elle est visiblement mieux adaptée aux systèmes non-linéaires étant donné que le gain qu'elle fournit est optimisé sans toutefois avoir besoin de le mettre à jour en temps réel.

Pour valider ces deux stratégies de commande, diverses simulations du système sont menées sous des conditions imparfaites de la charge et de la source. Les résultats des simulations confirment les performances démontrées dans la théorie.

Hélas, dans l'état actuel de la technologie des semi-conducteurs, l'utilisation des filtres actifs seuls est limitée aux faibles et moyennes puissances. Nul doute qu'à long terme ces filtres couvriront toutes les gammes de puissances. Néanmoins, à moyen terme, les configurations combinant des filtres actifs avec des filtres passifs semblent être les meilleures solutions réalisables. Dans le chapitre 5 nous étudierons différentes configurations de ces filtres hybrides.

## **CHAPITRE 5**

### **FILTRES HYBRIDES**

#### **5.1 Introduction**

Les configurations des dispositifs de filtrage des harmoniques et d'amélioration de la qualité de l'onde sont diverses. Les filtres passifs comme moyen traditionnel de compensation éprouvent des inconvénients multiples. En pratique, afin de remédier à leurs propres problèmes, les filtres passifs sont souvent accordés à une fréquence légèrement plus basse que la fréquence harmonique à compenser, par exemple nous retrouvons les filtres passifs syntonisés au rang harmonique 4.7 au lieu du rang exact de 5. Ce désaccord techniquement obligatoire des filtres passifs (pour éviter leur surcharge, l'amplification des harmoniques et les résonances) permet à un taux élevé des courants harmoniques engendrés par les charges non-linéaires de s'échapper aux filtres passifs et de se propager vers la source au point que les filtres passifs deviennent inutiles dans les réseaux non-impédants. Par conséquent, les filtres passifs seuls ne constituent pas dans la majorité des situations une solution robuste aux problèmes des harmoniques.

D'ailleurs, les filtres actifs séries ou shunts utilisés seuls ne sont pas non plus convenables dans certains cas, en particulier lorsqu'il faut compenser les harmoniques engendrés par des charges non-linéaires de haute puissance. Par conséquent, les filtres hybrides s'imposent comme solution permettant d'exploiter les avantages de chacun des deux types de filtres, passif et actif, tout en éliminant les inconvénients de ceux-ci. Les filtres actifs hybrides possèdent les particularités suivantes :

- Ils exigent un effort réduit d'ingénierie tout en apportant des solutions pratiques et économiques aux problèmes des harmoniques, particulièrement dans le cas des charges non-linéaires de hautes puissances (de quelques centaines de kVA à quelques MVA).

- Ils requièrent un filtre actif de faible capacité (généralement de 2 à 10% de la puissance apparente de la charge non-linéaire).
- Ils permettent de conserver les filtres passifs existants tout en améliorant les caractéristiques de compensation des harmoniques.
- Ils maintiennent un facteur de déplacement unitaire pour les points de fonctionnement à faible charge, ce qui représente dans certains cas un souci considérable.
- Pour certaines topologies le filtre actif peut être mobile en le déplaçant d'un site à un autre selon le besoin.

Dans ce chapitre nous étudions une topologie de filtre hybride shunt capable de compenser les harmoniques d'une charge non-linéaire source de courants harmoniques et de réguler la tension au point de raccordement (PCC). L'algorithme de régulation de la tension proposé dans ce travail fait appel à l'algorithme des moindres carrés moyens (LMS) [62], et il n'a pas été appliqué antérieurement à un filtre hybride. Une topologie hybride variante permettant de réduire davantage la puissance apparente du filtre actif est aussi analysée. Ensuite, la topologie duale du premier filtre hybride capable de compenser les harmoniques d'une charge non-linéaire source de tensions harmoniques sera aussi explorée après avoir révisé brièvement le principe de fonctionnement d'un filtre actif série.

## **5.2 Filtre hybride shunt**

La configuration du filtre hybride shunt comportant un filtre passif shunt en série avec un filtre actif est montrée dans la figure 5.1. Cette configuration est attrayante et a fait l'objet de plusieurs travaux de recherche [22], [28] grâce aux raisons suivantes :

- Elle conserve les filtres passifs déjà installés en branchant en série le filtre actif.
- Le filtre actif améliore les caractéristiques de compensation des harmoniques et évite au système les résonances séries et parallèles.

- La protection du filtre actif est aisée contrairement aux situations où il est en série avec la ligne.
- Le filtre hybride est aussi capable de réguler la tension au point de raccordement.
- La capacité du filtre actif est réduite en comparaison avec le cas où un filtre actif shunt serait monté seul.

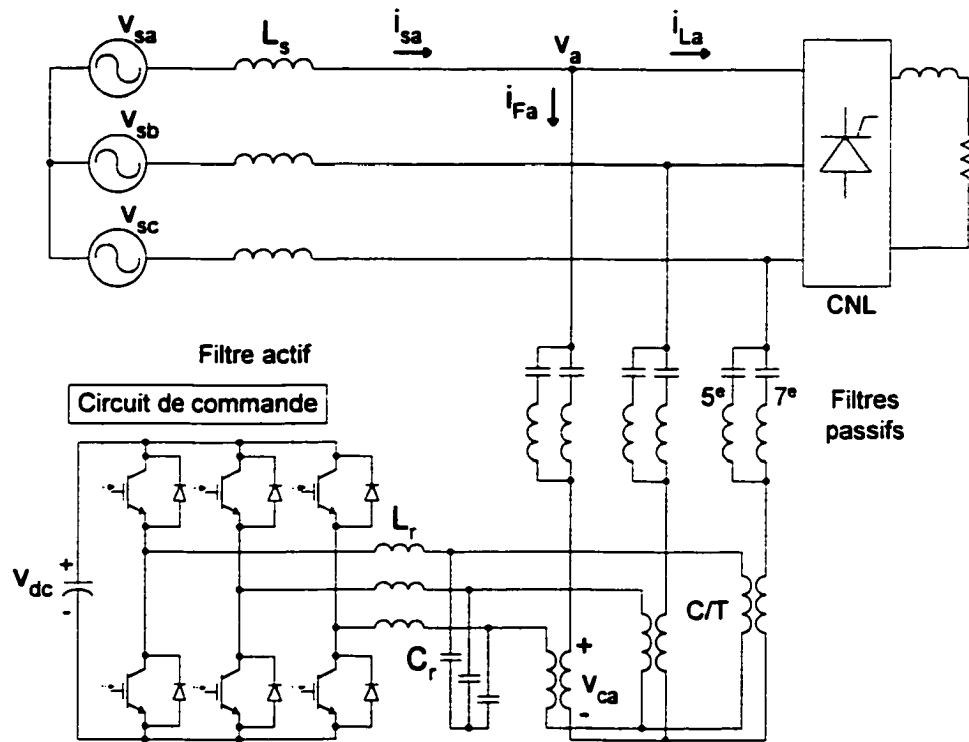


Figure 5.1 Filtre hybride shunt formé d'un filtre passif shunt en série avec un filtre actif.

Cette topologie a été suggérée à l'origine pour l'amélioration des caractéristiques de compensation des harmoniques [22]. La fonction de régulation de la tension alternative au point de raccordement a par la suite fait l'objet de travaux de recherche [28]. La régulation de la tension est très importante lorsque la ligne est du type radial. La chute de tension à travers l'impédance de la ligne en raison des variations de la charge peut causer une insuffisance de régulation et des fluctuations menant au phénomène de papillotement. La commande du filtre actif est alors divisée en deux parties, soit la

compensation des harmoniques engendrés par la charge non-linéaire et la régulation de la tension au point de raccordement.

### 5.2.1 Principe de la compensation harmonique

Le filtre actif série impose aux primaires du transformateur de couplage une tension instantanée  $v_{ch}$  forçant la circulation d'un courant harmonique à travers les filtres passifs et améliorant ainsi leurs caractéristiques de compensation indépendamment de toute variation dans la fréquence de syntonisation.

La figure 5.2(a) montre le circuit équivalent par phase du système pour la compensation des harmoniques, dans lequel la tension de la source est supposée purement sinusoïdale.

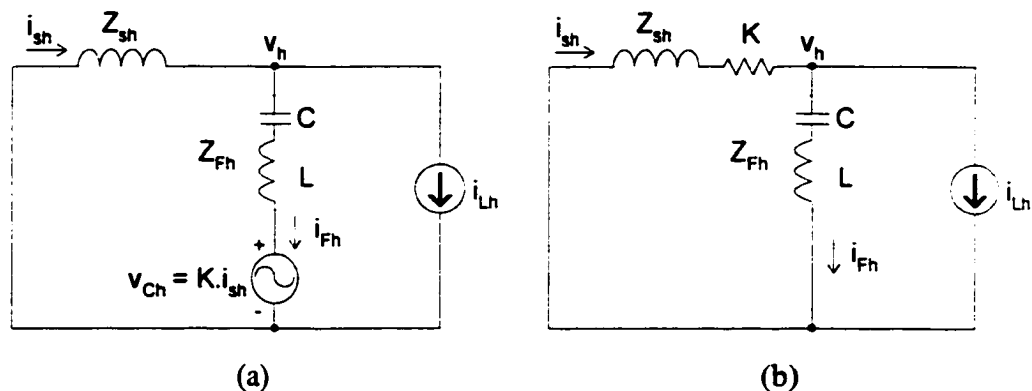


Figure 5.2 Circuit équivalent par phase pour la compensation harmonique. (a) Circuit général. (b) Circuit équivalent fictif basé sur (5.2).

La tension imposée par le filtre actif s'écrit :

$$v_{ch} = K.i_{sh} \quad (5.1)$$

où  $K$  est le gain de la compensation harmonique et  $i_{sh}$  est le contenu harmonique dans les courants de la source à compenser. En forme de phaseur ce contenu harmonique s'écrit :



$$\bar{I}_{sh} = \frac{Z_{Fh}}{K + Z_{sh} + Z_{Fh}} \bar{I}_{Lh} \quad (5.2)$$

La composante harmonique restante dans les tensions aux bornes de la charge est:

$$\bar{V}_h = -Z_{sh} \cdot \bar{I}_{sh} \quad (5.3)$$

Les relations (5.2) et (5.3) montrent que si  $K \gg |Z_{sh}|$ ,  $K$  domine les caractéristiques de filtrage. Au fur et à mesure que  $K$  augmente, les contenus harmoniques dans les courants de la source et dans les tensions aux bornes de la charge seront atténués. En plus, en se basant sur la relation (5.2), un circuit équivalent fictif pour la compensation harmonique est obtenu comme illustré dans la figure 5.2(b). Ce circuit équivalent montre que le filtre actif est représenté par une résistance pure  $K$  en série avec l'impédance de la source. Le filtre actif se comporte alors comme une résistance pour amortir la résonance parallèle entre le filtre passif et l'impédance de la source. À noter que la composante fondamentale des courants n'est pas affectée par le gain  $K$ .

La performance de la compensation harmonique du filtre hybride peut être caractérisée par le taux d'atténuation des harmoniques, lequel est défini comme étant le rapport entre le courant harmonique dans la source et le courant harmonique dans la charge non-linéaire :

$$\frac{I_{sh}}{I_{Lh}} = \left| \frac{Z_{Fh}}{K + Z_{Fh} + Z_{sh}} \right| \quad (5.4)$$

L'effet du gain  $K$  sur le facteur d'atténuation des harmoniques est montré dans la figure 5.3. Dans cette figure le taux d'atténuation exprimé par (5.4) est tracé pour deux filtres passifs shunts syntonisés aux 5<sup>e</sup> et 7<sup>e</sup> harmoniques et installés à l'extrémité de réception d'une ligne radiale de distribution.

L'influence du gain  $K$  sur la distorsion harmonique totale des courants de la source est un facteur important à examiner. L'expression de ce THD est donnée par :

$$\text{THD} = \sqrt{\frac{\sum_{h=2} \left( \left| \frac{Z_{Fh}}{K + Z_{Fh} + Z_{sh}} \right| I_{Lh} \right)^2}{I_{s1}^2}} \quad (5.5)$$

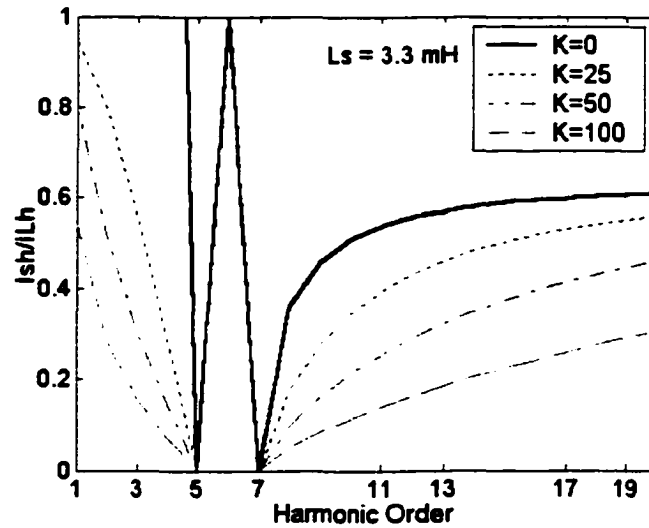


Figure 5.3 Facteur d'atténuation des harmoniques en fonction de l'ordre harmonique pour différentes valeurs du gain  $K$ .

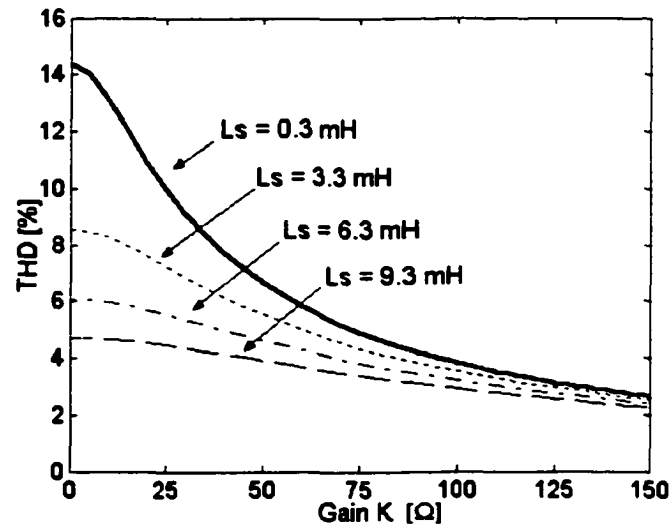


Figure 5.4 Distorsion harmonique totale des courants de la source en fonction du gain  $K$  pour différentes valeurs de l'inductance de la ligne.

La figure 5.4 montre l'effet du gain  $K$  sur le THD des courants de la source pour une charge non-linéaire idéale, formée d'un redresseur à six thyristors alimentant une charge inductive, et de filtres passifs accordés aux 5<sup>e</sup> et 7<sup>e</sup> harmoniques, pour différentes valeurs de l'inductance de la ligne.

Les figures 5.3 et 5.4 montrent que pour un gain  $K$  plus élevé, la compensation harmonique du filtre hybride est meilleure. Cependant, cela augmente la capacité du filtre actif puisque la tension imposée par le filtre actif est proportionnelle à  $K$ . La capacité du filtre actif est aussi influencée par le dimensionnement du filtre passif puisque ce dimensionnement détermine le courant circulant à travers le filtre actif.

La détermination de la composante harmonique dans les courants de la source peut être effectuée par la méthode de la théorie des puissances active et réactive instantanées [38], ou bien par la méthode du plan tournant synchrone [26], que nous avons présentées dans le chapitre 2. La méthode des puissances instantanées active et réactive est choisie dans la réalisation de la commande du filtre hybride. La figure 5.5 illustre le schéma de la réalisation de la méthode des puissances instantanées pour l'obtention des références de la compensation harmonique. Les tensions simples au point de raccordement  $v_a$ ,  $v_b$ ,  $v_c$  et les courants dans la source  $i_{sa}$ ,  $i_{sb}$ ,  $i_{sc}$ , sont mesurés et transformés au plan ' $\alpha\beta$ '. L'application des relations (2.39) et (2.40) donne les puissances instantanées  $p$  et  $q$ . À travers des filtres passe bas les valeurs moyennes des puissances instantanées sont obtenues et extraites des puissances instantanées pour obtenir les composantes alternatives  $p_{alt}$  et  $q_{alt}$ . Les filtres passe-bas sont exprimés par la fonction de transfert suivante :

$$G_{FPB} = \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2\zeta\omega_0 s + \omega_0^2} \quad (5.6)$$

Les composantes harmoniques des courants de la source dans le plan ' $\alpha\beta$ ' sont par la suite calculées d'après la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} i_{sah} \\ i_{s\beta h} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} \begin{bmatrix} v_{\alpha} & -v_{\beta} \\ v_{\beta} & v_{\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_{alt} \\ q_{alt} \end{bmatrix} \quad (5.7)$$

Ces courants sont transformés au plan 'abc' pour obtenir  $i_{sah}$ ,  $i_{sbh}$ ,  $i_{sch}$ , lesquels sont multipliés par le gain  $K$  pour obtenir les références des tensions harmoniques du filtre actif  $v_{Cah}^*$ ,  $v_{Cbh}^*$ ,  $v_{Cch}^*$ .

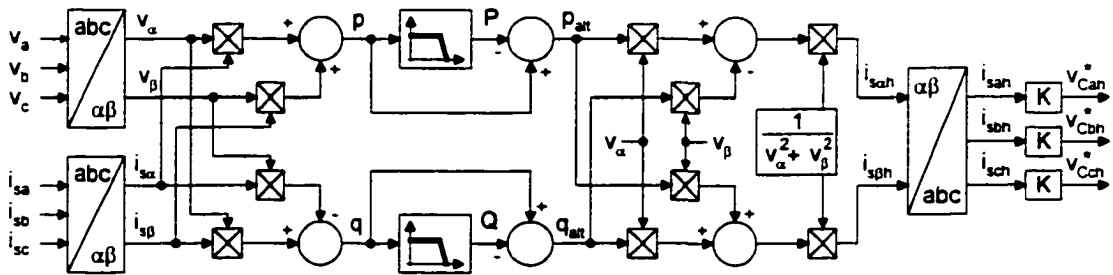


Figure 5.5 Schéma bloc montrant la réalisation de la méthode des puissances instantanées pour l'extraction de la référence harmonique.

## 5.2.2 Principe de régulation de la tension alternative au PCC

La régulation de la tension fait référence à la déviation de la valeur efficace des tensions alternatives au point de raccordement par rapport à une valeur de consigne. Le filtre hybride est capable d'améliorer la régulation de la tension en agissant comme une source réglable de la puissance réactive. La figure 5.6 montre le diagramme équivalent unifilaire du système pour la commande de la puissance réactive.

À la fréquence fondamentale, l'impédance du filtre passif est capacitive. En variant son impédance équivalente le dispositif hybride arrive à fournir une puissance réactive réglable. Pour cela, le filtre actif impose en série avec le filtre passif une tension à la fréquence fondamentale  $v_{cf}$  qui est en phase ou en opposition de phase avec la tension  $v_f$  au point de raccordement :

$$v_{Cf} = \beta v_f \quad (5.8)$$

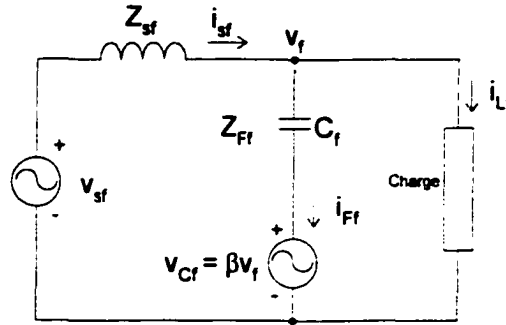


Figure 5.6 Circuit équivalent du système à la fréquence fondamentale pour la régulation de la tension.

Le courant  $i_{Ff}$  circulant dans la branche hybride à la fréquence fondamentale devient :

$$i_{Ff} = C_f \frac{d}{dt}(v_f - \beta v_f) = (1 - \beta)C_f \frac{dv_f}{dt} = C_\gamma \frac{dv_f}{dt} \quad (5.9)$$

où  $C_f$  est la capacitance équivalente du filtre passif à la fréquence fondamentale. Il en découle que la capacitance équivalente du dispositif hybride est  $C_\gamma = (1 - \beta)C_f$ , et que l'ajustement de  $\beta$  entraîne la régulation de la tension. Lorsque  $0 < \beta < 1$ , le filtre hybride fournit une quantité de la puissance réactive inférieure à ce que le filtre passif seul aurait fournie. En revanche, lorsque  $\beta < 0$ , la puissance réactive fournie par le filtre hybride est supérieure à ce que le filtre passif seul aurait fourni.

Lorsque  $\beta > 1$ , le filtre actif impose au primaire du transformateur de couplage une tension en phase avec la tension  $v_f$  et supérieure en amplitude. La tension aux bornes du filtre passif est  $v_{Ff} = -(\beta - 1)v_f$ . Le déphasage entre la tension aux bornes du filtre passif et celle de la ligne est donc de  $180^\circ$ . Et puisque le courant fondamental  $i_{Ff}$  est en déphasage avant de  $90^\circ$  par rapport à la tension  $v_{Ff}$ , ce courant est alors en déphasage arrière de  $90^\circ$  par rapport à la tension  $v_f$  de la ligne. Cela implique que le fonctionnement du filtre hybride devient inductif avec une inductance équivalente  $L_\gamma$  égale à :

$$L_r = \frac{1}{\omega^2 C_f (\beta - 1)} \quad (5.10)$$

Nous concluons qu'en variant la valeur de  $\beta$  la puissance réactive mise en jeu par le filtre hybride varie. Soit  $Q_r$  cette puissance réactive par phase. On a alors :

$$Q_{FA} = V_{Cf} I_{Ff} = \beta V_r I_{Ff} = \beta Q_r \quad (5.11)$$

où  $Q_{FA}$  et  $Q_r$  sont les puissances réactives générées respectivement par le filtre actif et le filtre hybride. La relation (5.11) montre que la puissance réactive générée par le filtre actif est égale à  $\beta$  fois celle générée par le filtre hybride.

### 5.2.3 Détermination de $\beta$ par le calcul direct de la dérivée

La valeur de  $\beta$  peut être mise à jour à chaque période fondamentale au passage par zéro de la tension simple. À une itération donnée, le calcul de la valeur de  $\beta$  pour la prochaine itération est basé sur la différence entre la valeur mesurée de la tension efficace par phase et la tension efficace de référence. La relation permettant le calcul de  $\beta(n+1)$  à la  $n^e$  itération est [28]:

$$\beta(n+1) = \beta(n) + (V_{ref} - V_{rms}(n)) \left( \frac{d\beta}{dV_r}(n) \right) \quad (5.12)$$

La dérivée  $d\beta/dV_r$  dépend des paramètres du système. Afin que la commande du compensateur actif puisse s'adapter avec toute variation des paramètres du système, une mise à jour du facteur  $d\beta/dV_r(n)$  doit être effectuée à chaque itération. Nous utiliserons une des techniques d'approximation des dérivées pour cette fin. La technique adoptée est celle de la différence arrière du second ordre. Selon cette méthode, la dérivée en fonction du temps de chacune des deux variables  $\beta$  et  $V_r$  est calculée comme suit:

$$\frac{d\beta}{dt}(n) = \frac{3\beta(n) - 4\beta(n-1) + \beta(n-2)}{2T}$$

et

$$\frac{dV_f}{dt}(n) = \frac{3V_f(n) - 4V_f(n-1) + V_f(n-2)}{2T}$$

où T correspond à la période fondamentale du réseau. Le facteur  $d\beta/dV_f(n)$  sera :

$$\frac{d\beta}{dV_f}(n) = \frac{d\beta/dt}{dV_f/dt} = \frac{3\beta(n) - 4\beta(n-1) + \beta(n-2)}{3V_f(n) - 4V_f(n-1) + V_f(n-2)} \quad (5.13)$$

Pour calculer la dérivée à l'itération n, il faut donc avoir recueilli les valeurs de  $V_f$  aux itérations n, n-1 et n-2. L'algorithme de calcul du gain  $\beta$ , en appliquant la méthode de la différence retardée, doit fonctionner de la façon suivante:

- 1- Attribuer les conditions initiales aux éléments suivants:  
 $\beta(n-2)$ ,  $\beta(n-1)$ ,  $\beta(n)$ ,  $V_f(n-2)$ ,  $V_f(n-1)$
- 2- À l'itération n, sortir le gain  $\beta(n)$ .
- 3- Recueillir  $V_f(n)$ . Avoir en mémoire  $V_f(n-1)$ ,  $V_f(n-2)$ ,  $\beta(n)$ ,  $\beta(n-1)$  et  $\beta(n-2)$ .
- 4- Calculer  $d\beta/dV_f(n)$  à l'aide de la relation(5.13). Déduire par la suite la valeur du gain  $\beta(n+1)$  à l'aide de la relation(5.12), pour l'utiliser à la prochaine itération.
- 5- Effectuer  $n = n + 1$  et revenir à l'étape 2.

L'inconvénient de cette méthode réside dans le calcul numérique d'une dérivée pouvant créer une amplification de l'erreur conduisant à la divergence de l'algorithme.

#### 5.2.4 Détermination de $\beta$ par l'algorithme LMS

L'algorithme des moindres carrés moyens "Least-Mean-Square (LMS)" [62] peut être utilisé pour estimer le gain  $\beta$ . Cet algorithme d'estimation a le mérite de pouvoir fonctionner dans un environnement inconnu. En plus, la stabilité de l'algorithme est assurée en respectant le critère de convergence. Nous allons rappeler, tout d'abord, la théorie de l'algorithme LMS appliqué à un système inconnu à une seule variable. Nous adaptons par la suite l'application de cet algorithme au cas du filtre hybride.

### 5.2.4.1 Rappel de la théorie de l'algorithme LMS

Considérons le filtre adaptatif dans la figure 5.7 montrant le schéma standard d'un estimateur basé sur la méthode des moindres carrés. Dans cette figure  $x(n)$ ,  $y(n)$  et  $w(n)$  représentent respectivement l'entrée, la sortie et la pondération du filtre à l'itération  $n$ .

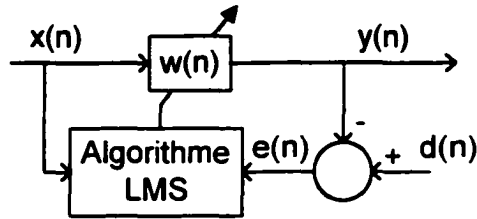


Figure 5.7 Schéma synoptique d'un estimateur standard à moindres carrés moyens.

La relation entrée-sortie s'écrit :

$$y(n) = w(n)x(n) \quad (5.14)$$

Désignons par  $d(n)$  la réponse désirée du filtre. Le signal d'erreur  $e(n)$  est :

$$e(n) = d(n) - y(n) \quad (5.15)$$

La mesure de performance  $J$  est définie comme étant la moyenne du carré de l'erreur. Cette mesure de performance est donnée par :

$$J = \frac{1}{2} E[e^2] \quad (5.16)$$

où  $E$  est l'opérateur de l'espérance mathématique. En substituant (5.15) dans (5.16), nous obtenons :

$$J = \frac{1}{2} E[d^2] - wE[d.x] + \frac{1}{2} w^2 E[x^2] \quad (5.17)$$

La pondération  $w$  est considérée comme constante dans cette dernière relation et est, par conséquent, sortie de l'espérance. Le critère de performance peut aussi être exprimé sous la forme suivante :

$$J = \frac{1}{2} r_d - w r_{dx} + \frac{1}{2} w^2 r_x \quad (5.18)$$



où  $r_d = E[d^2]$ ,  $r_{dx} = E[d.x]$  et  $r_x = E[x^2]$  sont respectivement le carré moyen de  $d$ , la fonction d'intercorrélation entre  $d$  et  $x$ , et la fonction d'autocorrélation de  $x$ . Afin de déterminer la valeur minimale de  $J$ , nous avons besoin d'exprimer le gradient de la surface de l'erreur en fonction de la pondération  $w$ . Ce gradient s'écrit:

$$\nabla_w J = \frac{\partial J}{\partial w} = -r_{dx} + w r_x \quad (5.19)$$

Pour résoudre l'équation  $\nabla_w J = 0$ , la pondération  $w$  est ajustée d'une manière itérative dans le but de la déplacer progressivement vers la solution optimale. Ces ajustements successifs appliqués à  $w$  sont dans la direction inverse du vecteur du gradient. Désignons par  $w(n)$  la pondération calculée à l'itération  $n$ . La mise à jour de  $w$  à l'itération  $n+1$  suivante est calculée comme suit:

$$w(n+1) = w(n) - \eta \nabla_w J(n) \quad (5.20)$$

où  $\eta$  est un paramètre constant positif appelée le taux d'apprentissage. La substitution de (5.19) dans (5.20) donne :

$$w(n+1) = w(n) + \eta(r_{dx} - w(n)r_x) \quad (5.21)$$

L'algorithme LMS est basé sur l'estimation instantanée de la fonction d'autocorrélation  $r_x$  et de la fonction d'intercorrélation  $r_{dx}$ . Ces estimés sont donnés par :

$$\hat{r}_x(n) = x^2(n) \quad (5.22)$$

et

$$\hat{r}_{dx}(n) = x(n)d(n) \quad (5.23)$$

La substitution de ces estimés dans (5.21) donne :

$$\hat{w}(n+1) = \hat{w}(n) + \eta(d(n) - \hat{w}(n)x(n))x(n) \quad (5.24)$$

La sortie  $y(n)$  peut être calculée conformément à l'algorithme LMS comme suit :

$$y(n) = \hat{w}(n).x(n) \quad (5.25)$$

ce qui permet d'écrire :

$$\hat{w}(n+1) = \hat{w}(n) + \eta(d(n) - y(n))x(n) \quad (5.26)$$

La dernière relation (5.26) est réarrangée sous la forme suivante :

$$\hat{w}(n+1) = (1 - \eta x^2(n))\hat{w}(n) + \eta x(n)d(n) \quad (5.27)$$

La relation (5.27) permet de tracer le diagramme représentant la circulation du signal selon l'algorithme LMS comme le montre la figure 5.8. L'opérateur  $z^{-1}$  représente un retard d'une période. L'existence de la boucle inférieure impliquant  $\eta$  et  $x(n)$  exige une analyse de stabilité de l'algorithme. Cela implique que pour un environnement spécifique fournissant l'entrée  $x(n)$ , une attention particulière doit être accordée à la sélection du taux d'apprentissage  $\eta$  pour que l'algorithme LMS soit convergent.

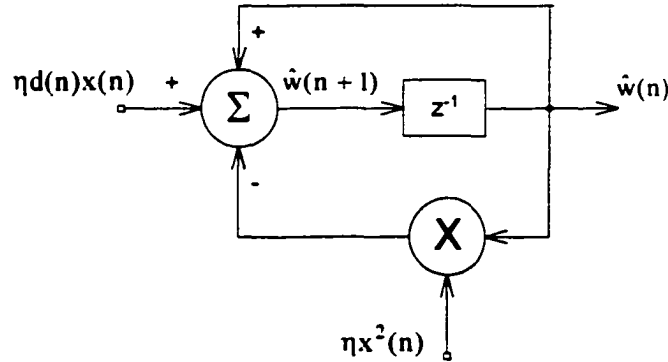


Figure 5.8 Diagramme de la circulation du signal selon l'algorithme LMS.

#### 5.2.4.2 Convergence de l'algorithme LMS

Nous élaborerons la condition de convergence de l'algorithme LMS en moyenne. Pour que l'algorithme soit convergent en moyenne, il faut que la valeur moyenne de la pondération  $\hat{w}(n)$  tende vers la solution optimale  $w_0$  lorsque le nombre des itérations tend vers l'infini. Cela s'écrit comme :

$$E[\hat{w}(n)] \rightarrow w_0 \text{ lorsque } n \rightarrow \infty \quad (5.28)$$

Nous débutons cette analyse de convergence en supposant que  $\hat{w}(n)$  et  $x^2(n)$  sont non corrélées, ce qui donne  $E[x^2(n)\hat{w}(n)] = E[x^2(n)]E[\hat{w}(n)]$ . En effectuant l'espérance mathématique des deux côtés de la relation (5.27), nous obtenons:

$$E[\hat{w}(n+1)] = (1 - \eta r_x)E[\hat{w}(n)] + \eta r_{dx} \quad (5.29)$$

La pondération optimale correspond à :

$$\left. \frac{\partial J}{\partial \mathbf{w}} \right)_{\mathbf{w}=\mathbf{w}_0} = 0 \quad (5.30)$$

laquelle appliquée à (5.19) donne :

$$\mathbf{r}_x \mathbf{w}_0 = \mathbf{r}_{dx} \quad (5.31)$$

La substitution de (5.31) dans (5.29) donne :

$$E[\hat{\mathbf{w}}(n+1)] = (1 - \eta \mathbf{r}_x) E[\hat{\mathbf{w}}(n)] + \eta \mathbf{r}_x \mathbf{w}_0 \quad (5.32)$$

Définissons une nouvelle erreur  $v(n)$  correspondant à la différence entre l'espérance  $E[\hat{\mathbf{w}}(n)]$  et la solution optimale  $\mathbf{w}_0$ , comme suit :

$$v(n) = E[\hat{\mathbf{w}}(n)] - \mathbf{w}_0 \quad (5.33)$$

La relation (5.32) sera réécrite sous la forme suivante :

$$v(n+1) = (1 - \eta \mathbf{r}_x) v(n) \quad (5.34)$$

La solution de cette dernière équation récursive est :

$$v(n) = (1 - \eta \mathbf{r}_x)^n v(0) \quad (5.35)$$

Nous constatons que l'algorithme LMS sera convergent en moyenne, si pour une valeur initiale  $v(0)$  quelconque, la condition suivante est satisfaite :

$$|1 - \eta \mathbf{r}_x| < 1 \quad (5.36)$$

Le taux d'apprentissage doit alors satisfaire le critère suivant :

$$0 < \eta < \frac{2}{\mathbf{r}_x} \quad (5.37)$$

#### 5.2.4.3 Application de l'algorithme LMS au filtre hybride

De la relation (5.8) nous déduisons la relation entre la valeur efficace de la tension simple au point de raccordement et la valeur efficace de la tension imposée par le filtre actif aux primaires du transformateur de couplage :

$$V_f = \frac{1}{|\beta|} V_{cf} \quad (5.38)$$

Posons  $x=V_{Cf}$ ,  $y=V_f$  et  $w=1/\beta$ . Rappelons que la période fondamentale du réseau T est choisie comme étant la durée d'une itération. En utilisant (5.25), (5.26) et (5.38), nous pouvons écrire [75] :

$$\frac{1}{\hat{\beta}(n+1)} = \frac{1}{\hat{\beta}(n)} + \eta(V_f^* - V_f(n)) \hat{\beta}(n) | V_f(n) \quad (5.39)$$

La relation (5.39) permet l'adaptation du gain  $\beta$  en dépit des variations dans les paramètres du système. La mise à jour de  $\beta$  se fait avec un pas de calcul égal à T et au passage par zéro de la tension simple. En plus, la condition (5.37) doit être respectée lors du choix de la valeur de  $\eta$ . Pour le filtre hybride nous avons :

$$r_x = E[x^2] = E[v_{Cf}^2] < V_f^2, \text{ lorsque } |\beta| < 1.$$

La condition (5.37) devient alors :

$$0 < \eta < \frac{2}{V_f^2}$$

Au fur et à mesure que la valeur de  $\eta$  est plus petite, le meilleur sera le suivi de l'algorithme LMS. Cependant l'amélioration du suivi sera atteinte au détriment d'une rapidité d'adaptation plus lente.

La figure 5.9 montre l'implantation de l'algorithme LMS dans la phase 'a' pour la régulation de la tension simple au point de raccordement. La tension instantanée  $v_a$  est recueillie et sa valeur efficace  $V_{af}(n)$  est calculée le long d'une période T. Le calcul de cette valeur efficace débute au passage par zéro de la tension instantanée. Par la suite, la relation (5.39) est réalisée afin de trouver un estimé  $\hat{\beta}(n)$  du gain, et le signal de référence de la tension du filtre actif pour la régulation de la tension devient :

$$v_{Caf}^* = \hat{\beta} v_a \quad (5.40)$$

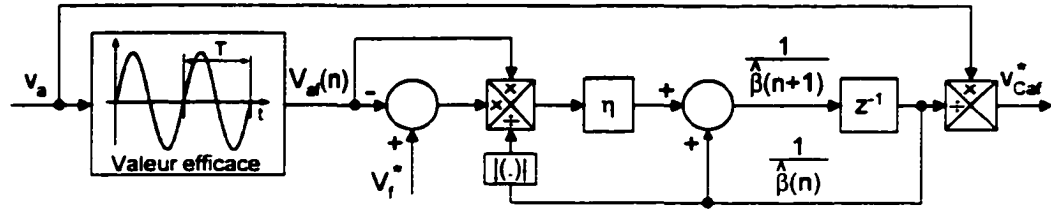


Figure 5.9 Schéma bloc montrant l'implantation de l'algorithme LMS pour la régulation de la tension alternative de la phase 'a'.

### 5.2.5 Commande et capacité du filtre hybride

Le filtre hybride sera commandé afin d'effectuer simultanément l'amélioration des caractéristiques de la compensation harmonique et la régulation des tensions alternatives au point de raccordement. Les références des tensions que doit imposer le filtre actif en série avec les filtres passifs sont égales à la somme des consignes harmonique et fondamentale dans chaque phase. Ces consignes sont alors :

$$\begin{bmatrix} \dot{v}_{Ca} \\ \dot{v}_{Cb} \\ \dot{v}_{Cc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Ki_{sah} + \hat{\beta} v_a \\ Ki_{sbh} + \hat{\beta} v_b \\ Ki_{sch} + \hat{\beta} v_c \end{bmatrix} \quad (5.41)$$

La compensation des harmoniques de la charge et la régulation de la tension alternative exigent la capacité en VA suivante du filtre actif :

$$S = 3V_C^* \sqrt{I_{Ff}^2 + I_{Lh}^2}$$

Cette capacité est majorée par :

$$S \leq 3V_C^* (I_{Ff} + I_{Lh}) \quad (5.42)$$

### 5.2.6 Simulation du filtre hybride shunt

La validation de la performance du filtre hybride est faite par voie de simulation en utilisant le "Power System Blockset" dans l'environnement Matlab/Simulink. L'évaluation du comportement du filtre actif est basée sur sa capacité à améliorer les caractéristiques de filtrage des harmoniques et à réguler les tensions alternatives en se servant de l'algorithme LMS. Le tableau X contient les paramètres du système simulé. La charge non-linéaire est un redresseur à 6 thyristors avec charge inductive.

La compensation des harmoniques est tout d'abord testée dans les deux régimes de fonctionnement permanent et dynamique. La figure 5.10 montre les courants dans la source lorsque la charge non-linéaire est branchée à la ligne sans les filtres (figure 5.10(a)), puis lorsque les filtres passifs sont connectés (figure 5.10(b)), et finalement avec le filtre hybride en fonctionnement (figure 5.10(c)). Le THD est réduit de 24.8 % dans le cas de la connexion directe, à 5.3 % lorsque les filtres passifs sont branchés, à 2.7 % dans le cas où le filtre hybride serait en œuvre. Dans ces simulations le gain harmonique est  $K = 50 \, \Omega$  (1.36 p.u.). Les spectres harmoniques du courant de la source pour chacun de ces trois cas sont illustrés dans la figure 5.11.

Tableau X

Paramètres du système avec le filtre hybride

Tension de la source	$V_s = 110 \, \text{V}$ (efficace/phase)
Courant de ligne	$I_s = 3 \, \text{A}$ (efficace)
Inductance de ligne	$L_s = 3.3 \, \text{mH}$
Capacitance du filtre du 5 <sup>e</sup> harmonique	$C_5 = 25 \, \mu\text{F}$
Inductance du filtre du 5 <sup>e</sup> harmonique	$L_5 = 11.258 \, \text{mH}$
Capacitance du filtre du 7 <sup>e</sup> harmonique	$C_7 = 15 \, \mu\text{F}$
Inductance du filtre du 7 <sup>e</sup> harmonique	$L_7 = 9.573 \, \text{mH}$

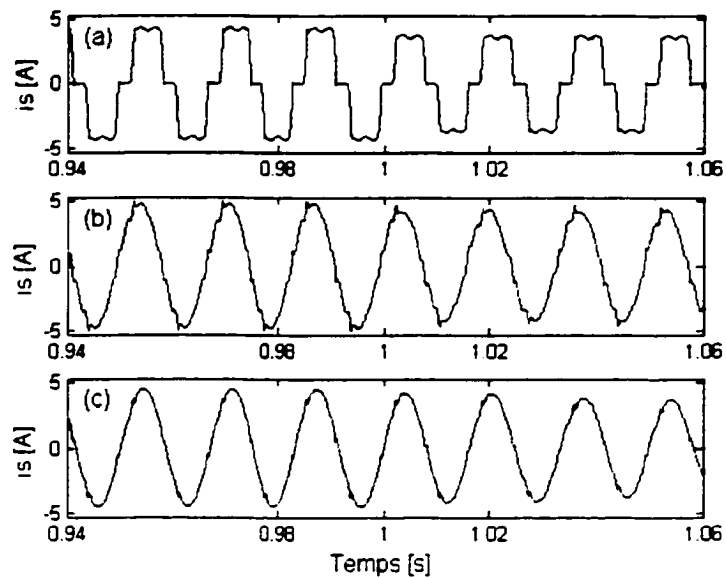


Figure 5.10 Courant d'une phase de la source pour différents cas. (a) Sans filtrage. (b) Avec filtrage passif. (c) Avec le filtre hybride.

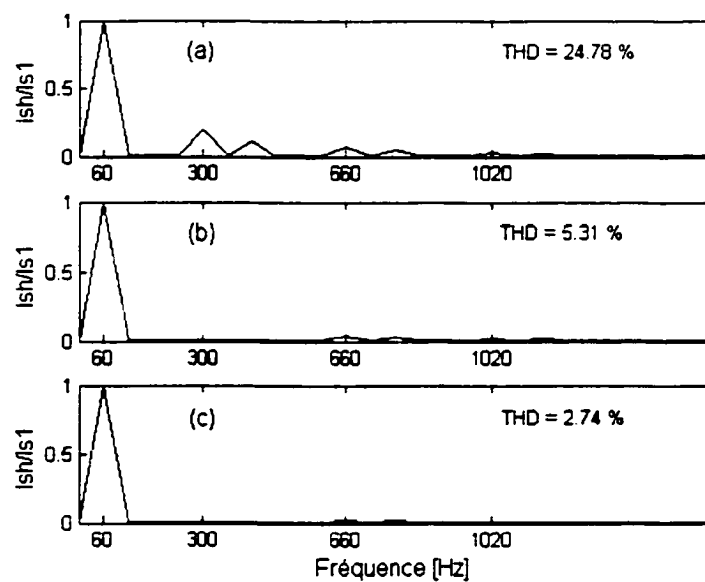


Figure 5.11 Spectres harmoniques du courant dans la source pour différents cas. (a) Sans filtrage. (b) Avec filtrage passif. (c) Avec le filtre hybride.

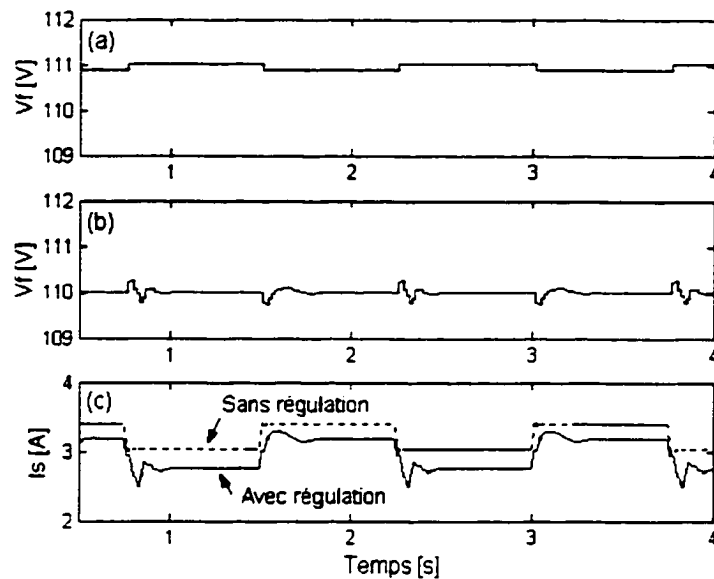


Figure 5.12 Performance du régulateur adaptatif. (a) Tension efficace par phase sans régulation. (b) Tension efficace par phase avec régulation. (c) Courant efficace dans la source.

L'essai en régime dynamique est réalisé par une variation échelon de la charge de  $-15\%$  à l'instant  $t = 1$  s, et le résultat est aussi montré dans la figure 5.10. La performance du filtre hybride n'est pas affectée par cette diminution brusque de la charge.

La figure 5.12 montre le fonctionnement du système avec la fonction de régulation de la tension lorsque des variations répétitives de la charge non-linéaire sont effectuées. Dans la figure 5.12(a), la valeur efficace de la tension simple est tracée lorsque l'algorithme LMS de régulation est arrêté, et la figure 5.12(b) montre cette même grandeur lorsque l'algorithme LMS est en fonctionnement. La compensation des harmoniques est fonctionnelle dans les deux cas. L'inspection de ces courbes confirme la performance souhaitée de l'algorithme de régulation de la tension. Après chaque variation de la charge la tension converge rapidement à sa valeur de consigne de 110 V. La figure 5.12(c) montre la valeur efficace du courant de la source dans les deux situations de l'essai, soit sans et avec la régulation de la tension. Dans les conditions du test, sans la



régulation, les filtres passifs fournissent un excès de la puissance réactive ce qui explique pourquoi le courant dans la source diminue lorsque la régulation est fonctionnelle.

### 5.3 Variante du filtre hybride shunt

La configuration précédente de filtre hybride place le filtre actif en série avec le filtre passif. Par conséquent, le courant traversant le filtre passif traverse en totalité les interrupteurs du filtre actif. D'autre part, dans le cas d'une défaillance du filtre actif, le filtre passif ne fonctionnera pas non plus.

Une configuration capable de surmonter ces deux inconvénients est montrée à la figure 5.13 [23]. Dans cette topologie, le filtre actif est connecté en parallèle avec l'inductance du filtre passif comme le montre le circuit équivalent de la figure 5.14. Par conséquent, le filtre passif continue à fonctionner normalement si le filtre actif est arrêté tout en se montrant comme une impédance infinie. D'autre part, le filtre actif étant en parallèle avec l'inductance du filtre passif, sa capacité est largement réduite par rapport à la première configuration de filtre hybride. Dans ce qui suit, nous allons analyser cette nouvelle configuration dans le cas de la compensation des harmoniques.

À la fréquence des harmoniques le circuit équivalent est montré à la figure 5.15. La résistance  $R_c$  étant négligeable est omise devant la réactance harmonique  $Z_c$ . Les relations suivantes peuvent être déduites de cette figure :

$$\bar{V}_{sh} = Z_s \bar{I}_{sh} + Z_{FC} \bar{I}_{Fh} + Z_c \bar{I}_h + \bar{V}_c \quad (5.43)$$

$$\bar{I}_{Fh} = \bar{I}_{sh} - \bar{I}_{Lh} \quad (5.44)$$

$$\bar{V}_c = -Z_c \bar{I}_h + Z_{FL} (\bar{I}_{Fh} - \bar{I}_h) \quad (5.45)$$

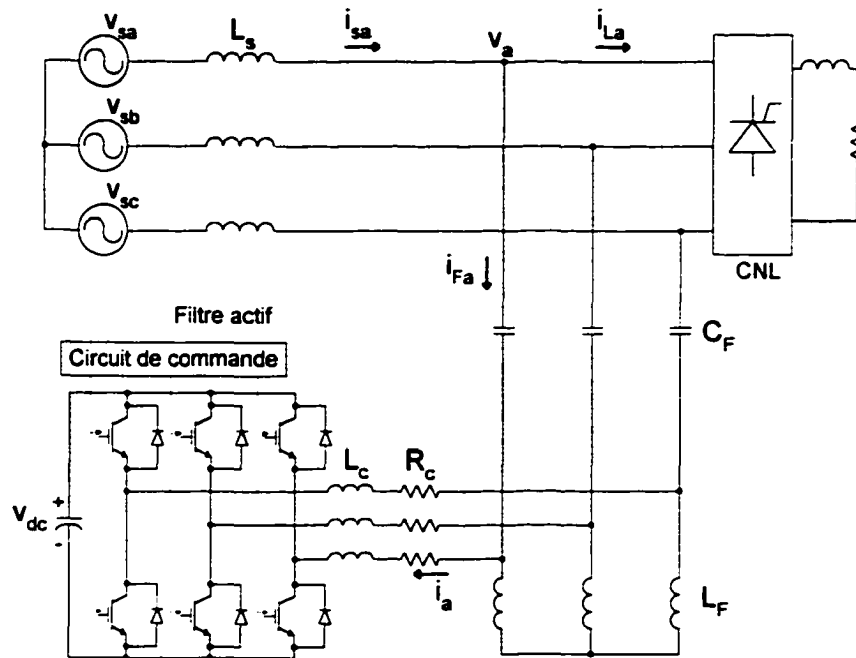


Figure 5.13 Variante du filtre hybride shunt où le filtre actif est en parallèle avec les inductances des filtres passifs.

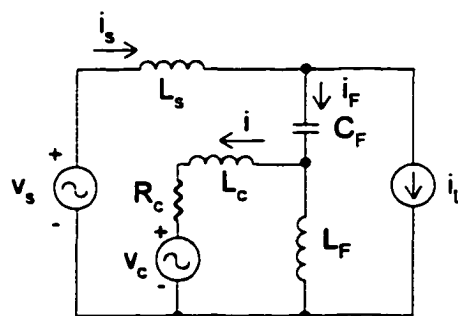


Figure 5.14 Diagramme équivalent par phase de la variante du filtre hybride shunt.

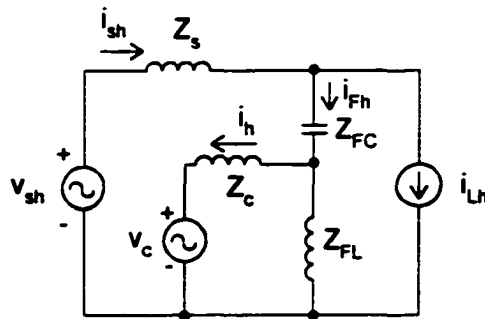


Figure 5.15 Schéma équivalent à la fréquence des harmoniques de la variante du filtre hybride shunt.

En appliquant la loi de commande suivante :

$$\bar{V}_c = K \bar{I}_{sh} \quad (5.46)$$

La substitution de (5.44) et (5.46) dans (5.43) donne :

$$\bar{I}_{sh} = \frac{1}{Z_s + Z_{FC} + K} \bar{V}_{sh} + \frac{Z_{FC}}{Z_s + Z_{FC} + K} \bar{I}_{Lh} - \frac{Z_c}{Z_s + Z_{FC} + K} \bar{I}_h \quad (5.47)$$

De même, La substitution de (5.44) et (5.46) dans (5.44) donne :

$$\bar{I}_h = \frac{-K + Z_{FL}}{Z_c + Z_{FL}} \bar{I}_{sh} - \frac{Z_{FL}}{Z_c + Z_{FL}} \bar{I}_{Lh} \quad (5.48)$$

De (5.47) et (5.48), nous déduisons :

$$\bar{I}_{sh} = \frac{1 + Z_c/Z_{FL}}{K + Z_c + (1 + Z_c/Z_{FL})(Z_s + Z_{FC})} \left[ \bar{V}_{sh} + \left( \frac{Z_c}{1 + Z_c/Z_{FL}} + Z_{FC} \right) \bar{I}_{Lh} \right] \quad (5.49)$$

L'inspection de (5.49) permet de déduire que  $I_{sh}$  diminue lorsque le gain  $K$  augmente. À la limite, lorsque  $K$  est très élevé, la composante harmonique dans la source devient nulle. Dans ce cas, les relations (5.43), (5.44) et (5.48) mènent à :

$$\bar{V}_c = Z_{FC} \bar{I}_{Lh} - Z_c \bar{I}_h + \bar{V}_{sh} \quad (5.50)$$

et

$$\bar{I}_h = -\frac{Z_{FL}}{Z_c + Z_{FL}} \bar{I}_{Lh} \quad (5.51)$$

D'autre part, la composante fondamentale du courant du filtre actif est donnée par :

$$\bar{I}_f = \frac{Z_{FL}}{Z_c + Z_{FL}} \bar{I}_{ff} \quad (5.52)$$

La puissance apparente majorée du filtre actif est dans ce cas :

$$S \leq 3V_c(I_h + I_f) = 3 \left| \frac{Z_{FL}}{Z_c + Z_{FL}} \left( \left| Z_{FC} + \frac{Z_c Z_{FL}}{Z_c + Z_{FL}} \right| I_{Lh} + V_{sh} \right) \right| (I_f + I_{Lh}) \quad (5.53)$$

La capacité de la variante du filtre hybride est inférieure à la capacité du filtre hybride shunt étudié dans la section précédente pour les mêmes conditions de compensation.

#### 5.4 Filtre actif série

Lorsque le filtre actif est branché en série entre la source d'alimentation triphasée et la charge non-linéaire à travers un transformateur triphasé, comme illustré à la figure 5.16, il est communément appelé filtre actif série. Rappelons que cette configuration est convenable pour la compensation des harmoniques engendrés par une charge non-linéaire type source de tension harmonique. Le filtre actif est considéré comme étant une source de tension commandée capable de générer une tension de compensation.

Le principe de compensation le plus souvent adopté dans la littérature consiste à mesurer les courants dans la source d'alimentation et à en extraire la composante harmonique qui sera multipliée par un gain  $K$  et par la suite utilisée comme consigne de tension du filtre actif.

Une autre méthode de compensation utilise la composante harmonique dans les tensions aux bornes de la charge comme consigne de tension du filtre actif série. Cela a pour effet de réduire les courants harmoniques circulant dans la source.

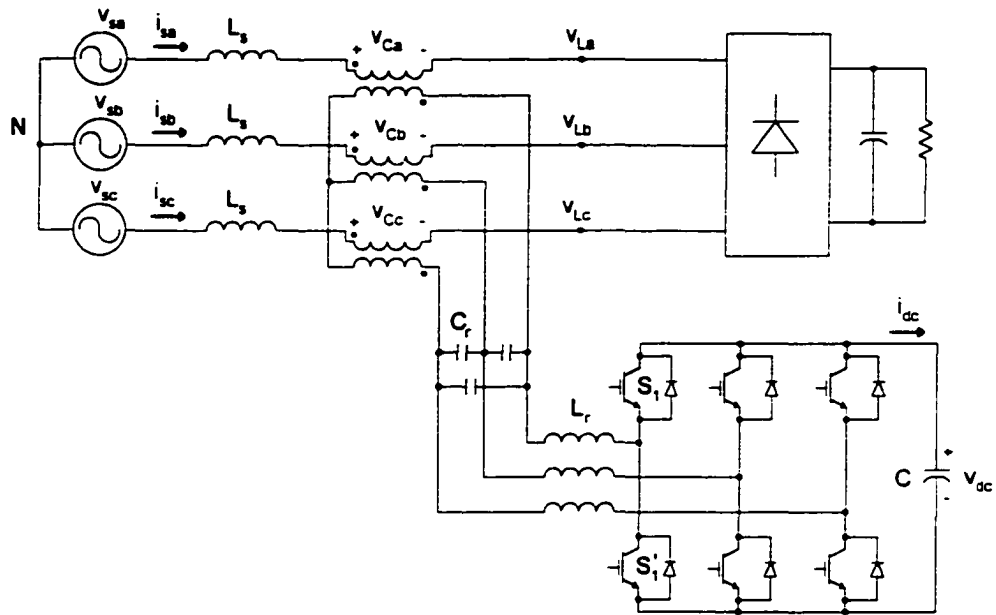


Figure 5.16 Configuration d'un filtre actif triphasé connecté en série avec la ligne.

En toute similarité avec les filtres actifs shunts, la méthode de détermination de la tension de référence pour un filtre actif série est cruciale. La composante harmonique engendrée par une charge non-linéaire du type source de tension doit être adéquatement détectée afin d'obtenir la tension de référence du filtre actif série. La figure 5.17 montre le schéma unifilaire équivalent du système pour l'approche de détection de la composante harmonique  $i_{sh}$  des courants de la source. La tension de référence est indirectement obtenue en multipliant les courants harmoniques par un gain  $K$ . Ainsi en fonctionnement normal le filtre actif série est l'équivalent d'une source de tension commandée  $v_c = Ki_{sh}$ . En d'autre terme le filtre représente une résistance en série avec la ligne ayant une valeur nulle face à la composante fondamentale et une valeur de  $K$  ohms face à la composante harmonique. De la figure 5.17, nous pouvons écrire pour les composantes harmoniques :

$$\bar{I}_{sh} = \frac{\bar{V}_{sh} - \bar{V}_{Lh}}{K + Z_{sh}} \quad (5.54)$$

Lorsque  $K$  est suffisamment élevé le courant harmonique sera alors atténué.

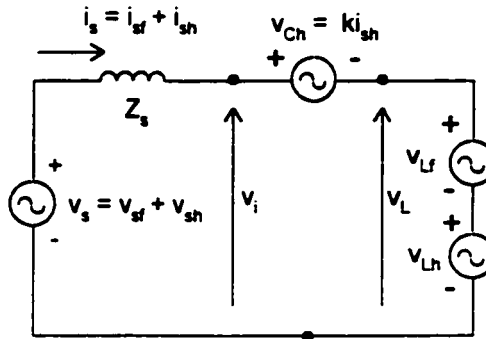


Figure 5.17 Circuit équivalent avec la détection des courants de source.

Dans l'approche de la détection des tensions aux bornes de la charge, le filtre actif impose une tension égale en amplitude à et en opposition de phase avec la composante harmonique dans les tensions détectées. La figure 5.18 illustre le schéma équivalent du système pour ce cas. À la fréquence des harmoniques, nous pouvons écrire :

$$\bar{I}_{sh} = \frac{\bar{V}_{sh} - \bar{V}_{Ch} - \bar{V}_{Lh}}{Z_{sh}} = \frac{\bar{V}_{sh}}{Z_{sh}} \quad (5.55)$$

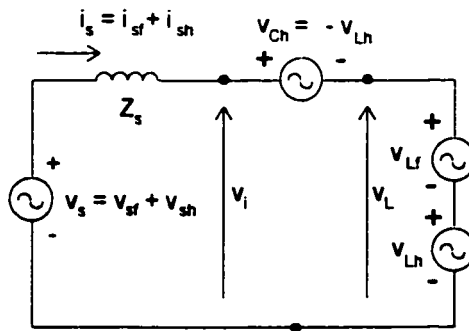


Figure 5.18 Circuit équivalent avec la détection des tensions de la charge.

Selon la relation (5.55), les courants de la source auront une allure parfaitement sinusoïdale en cas d'absence de composante harmonique dans les tensions de la source.

Cependant, chaque méthode de compensation comporte ses avantages et ses inconvénients. L'avantage de la méthode de détection des courants de la source est qu'elle permet l'introduction de ces courants dans les dynamiques du système en boucle fermée. En revanche le gain  $K$  doit être le plus élevé possible afin d'atténuer complètement les harmoniques. Cependant, une valeur très élevée du gain  $K$  risque de rendre le système instable. Cela constitue un inconvénient majeur de la méthode de détection des courants de la source.

D'autre part, la méthode de détection des tensions de la charge introduit les courants de la source en boucle ouverte dans le système, ce qui élimine le risque d'instabilité. Cela représente le point fort de l'approche. Par contre, une distorsion des courants de la source causée par des harmoniques dans les tensions de la source ne peut pas être compensée par cette méthode.

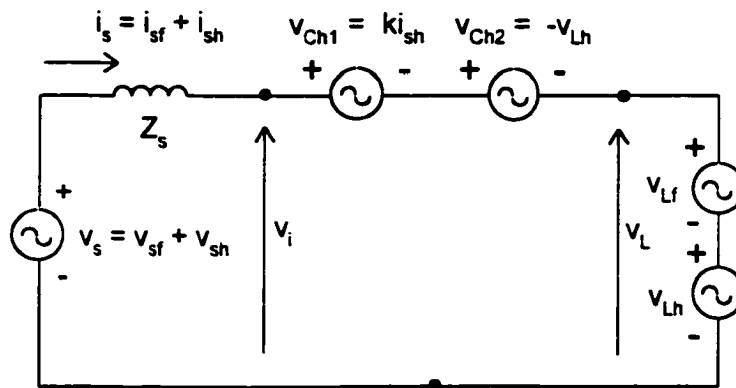


Figure 5.19 Circuit équivalent avec la combinaison des deux méthodes de détection.

La combinaison des deux méthodes de détection [53], quoi qu'elle rende le circuit de commande compliqué, peut néanmoins éliminer l'inconvénient de chaque méthode appliquée seule. Le système équivalent de cette approche est montré à la figure 5.19. La tension de compensation du filtre actif série devient alors :

$$v_{Ch} = v_{Ch1} + v_{Ch2} = K i_{sh} - v_{Lh} \quad (5.56)$$

La relation entre les composantes harmoniques en notation de phaseurs est alors :

$$\bar{I}_{sh} = \frac{\bar{V}_{sh}}{K + Z_{sh}} \quad (5.57)$$

Avec la combinaison des deux méthodes de commande, le rôle principal du gain  $K$  sera d'atténuer les harmoniques de courant pouvant être créés par la composante harmonique dans les tensions de la source d'alimentation alternative. La valeur de  $K$  ne doit pas être nécessairement élevée, ce qui évite le risque d'instabilité du système.

La tension de référence du filtre actif série est :

$$v_C^* = ki_{sh} - v_{Lh} \quad (5.58)$$

#### 5.4.1 Détermination des courants harmoniques

La composante harmonique  $i_{sh}$  dans les courants de la source peut être obtenue en appliquant la méthode du plan tournant synchrone. Les courants  $i_d$  et  $i_q$  sont déterminés à l'aide de la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad (5.59)$$

Les courants direct et en quadrature peuvent être écrits sous la forme suivante :

$$\begin{aligned} i_d &= I_d + i_{d,alt} \\ i_q &= I_q + i_{q,alt} \end{aligned}$$



où  $I_d$  et  $I_q$  sont des grandeurs continues et représentent respectivement la composante active et la composante réactive des courants à la fréquence fondamentale  $\omega$  du réseau.  $i_{d,alt}$  et  $i_{q,alt}$  sont des composantes alternatives et représentent les harmoniques et le déséquilibre dans les courants.

À l'aide de filtres passe bas les composantes continues sont extraites des courants  $i_d$  et  $i_q$  et utilisées dans la transformation inverse pour obtenir les courants à la fréquence fondamentale.

$$\begin{bmatrix} i_{sa}^* \\ i_{sb}^* \\ i_{sc}^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 4\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d,alt} \\ i_{q,alt} \end{bmatrix} \quad (5.60)$$

Les courants harmoniques dans la source seront alors :

$$\begin{aligned} i_{sah} &= i_{sa} - i_{sa}^* \\ i_{sbh} &= i_{sb} - i_{sb}^* \\ i_{sch} &= i_{sc} - i_{sc}^* \end{aligned} \quad (5.61)$$

#### 5.4.2 Détermination des tensions harmoniques

Par le principe de dualité nous pouvons utiliser la même approche que dans le cas des courants afin d'obtenir les tensions harmoniques. D'où :

$$\begin{bmatrix} v_{Ld} \\ v_{Lq} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{La} \\ v_{Lb} \\ v_{Lc} \end{bmatrix} \quad (5.62)$$

Chacune des tensions  $v_{Ld}$  et  $v_{Lq}$  traverse un filtre passe bas afin d'obtenir sa composante continue. En conséquence, les composantes fondamentales des tensions simples aux bornes de la charge seront :

$$\begin{bmatrix} v_{La}^* \\ v_{Lb}^* \\ v_{Lc}^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 4\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{Ld,alt} \\ v_{Lq,alt} \end{bmatrix} \quad (5.63)$$

Les composantes harmoniques dans les tensions seront alors :

$$\begin{aligned} v_{Lah} &= v_{La} - v_{La}^* \\ v_{Lbh} &= v_{Lb} - v_{Lb}^* \\ v_{Lch} &= v_{Lc} - v_{Lc}^* \end{aligned} \quad (5.64)$$

#### 5.4.3 Régulation de la tension côté continu du filtre actif

La tension continue  $v_{dc}$  doit être régulée à un niveau constant afin que le filtre actif puisse assumer la compensation nécessaire. Cependant, les pertes dans les semi-conducteurs et dans les éléments passifs du filtre entraînent une diminution de  $v_{dc}$ . Une boucle de retour de l'erreur  $\Delta v_{dc} = v_{dc}^* - v_{dc}$  doit donc être introduite. Cette erreur est appliquée à l'entrée d'un compensateur proportionnel-intégral dont la sortie  $\Delta v$  sera ajoutée à la référence de la tension directe et sera transformée en référence de tension à la fréquence fondamentale sur chaque phase du filtre actif comme suit :

$$\begin{bmatrix} \Delta v_a \\ \Delta v_b \\ \Delta v_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 4\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta v \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5.65)$$

#### 5.4.4 Commande du filtre actif

Les tensions globales qui doivent être imposées par le filtre actif en série avec la ligne sont :

$$\begin{aligned} v_{Ca}^* &= Ki_{sa} - v_{Lah} + \Delta v_a \\ v_{Cb}^* &= Ki_{sb} - v_{Lbh} + \Delta v_b \\ v_{Cc}^* &= Ki_{sc} - v_{Lch} + \Delta v_c \end{aligned} \quad (5.66)$$

La réalisation de cette consigne peut être effectuée en appliquant la comparaison triangulaire de l'erreur. Le circuit permettant d'effectuer cette commande est montré dans la figure 5.20.

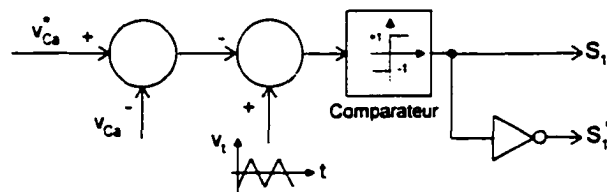


Figure 5.20 Génération du signal de commande des interrupteurs de la phase 'a'.

Bien que la configuration d'un filtre actif série soit théoriquement évidente pour la compensation des harmoniques engendrés par des charges non-linéaires type sources de tensions harmoniques, elle est quasiment inexistante en pratique. L'emplacement du filtre actif en série avec la ligne par l'intermédiaire d'un transformateur impose une grande difficulté pour protéger les composants du filtre actif et réduit énormément la fiabilité du système en raison de l'influence du dysfonctionnement du filtre sur le fonctionnement de la charge non-linéaire. L'association du filtre actif série avec des filtres passifs peut amoindrir ces inconvénients. Dans le paragraphe suivant un tel filtre hybride est examiné.

### 5.5 Filtre hybride série

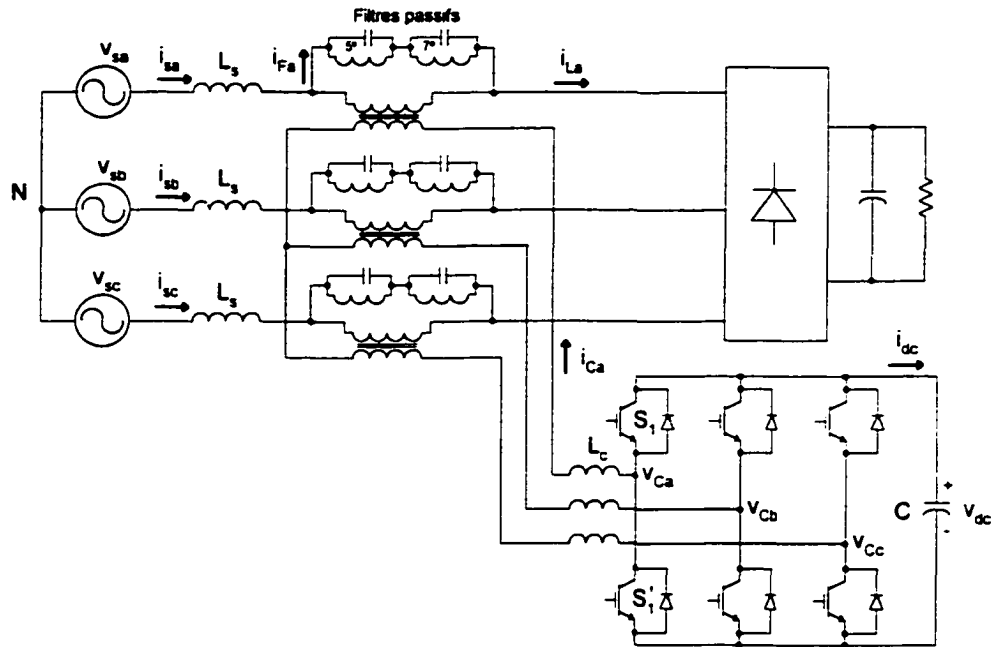


Figure 5.21 Filtre hybride série associant un filtre actif série en parallèle avec un filtre passif série.

La qualité de la compensation du filtre hybride shunt étudié dans le paragraphe 5.2 se détériore lorsque la charge non-linéaire est du type source de tensions harmoniques. Cependant, la configuration duale du filtre capable d'effectuer les compensations nécessaires est montrée dans la figure 5.21. Dans ce cas, le filtre actif est branché en parallèle avec les filtres passifs série. Avec une commande adéquate, le filtre actif améliore les caractéristiques de compensation des filtres passifs séries en isolant les tensions harmoniques de la charge et les tensions harmoniques dans la source. De cette façon, les courants circulant dans la source, qui sont les mêmes dans la charge, deviennent sinusoïdaux. Pour y arriver la loi de commande du filtre actif est la suivante :

$$\dot{v}_C = K i_{sh} \quad (5.67)$$

où  $v_C$  est la tension simple à la sortie de l'onduleur mesurée entre le point milieu d'un bras et le point commun des enroulements secondaires des transformateurs.  $i_{sh}$  est le

contenu harmonique des courants de la source. Le schéma équivalent par phase est montré dans la figure 5.22.

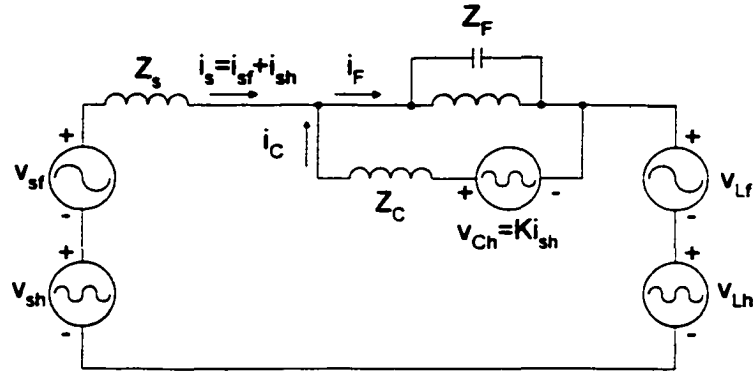


Figure 5.22 Schéma équivalent par phase du système.

Le schéma équivalent par phase pour la circulation des harmoniques est illustré dans la figure 5.23.

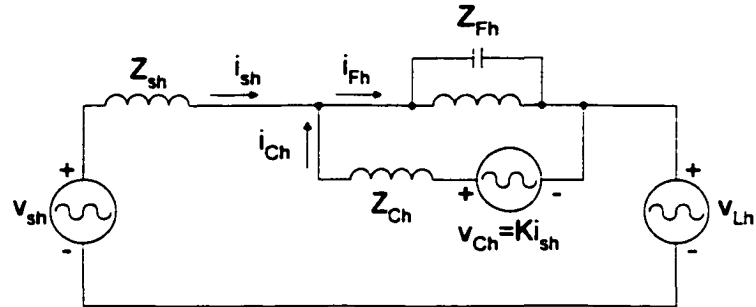


Figure 5.23 Schéma équivalent par phase pour la circulation des harmoniques.

En notation de phaseurs les expressions suivantes sont déduites de la figure 5.23 :

$$\bar{V}_{Ch} = K\bar{I}_{sh} \quad (5.68)$$

$$\bar{I}_{Ch} = \bar{I}_{Fh} - \bar{I}_{sh} \quad (5.69)$$

$$\bar{V}_{sh} - \bar{V}_{Lh} = Z_{Fh} \bar{I}_{Fh} + Z_{sh} \bar{I}_{sh} \quad (5.70)$$

$$\bar{V}_{sh} - \bar{V}_{Lh} = -Z_{Ch} \bar{I}_{Ch} + Z_{sh} \bar{I}_{sh} + \bar{V}_{Ch} \quad (5.71)$$

Les relations (5.68) à (5.71) permettent d'obtenir l'expression suivante :

$$\bar{I}_{sh} = \frac{(1 + Z_{Ch} / Z_{Fh})(\bar{V}_{sh} - \bar{V}_{Lh})}{Z_{Ch} Z_{sh} / Z_{Fh} + Z_{Ch} + Z_{sh} + K} \quad (5.72)$$

La relation (5.72) désigne les caractéristiques de compensation. En effet, si le gain  $K$  est suffisamment élevé, le courant harmonique dans la source s'annule. Le filtre hybride permet alors d'isoler les harmoniques de tensions de la charge ainsi que ceux de la source.

## 5.6 Conclusion

La prolifération des charges non-linéaires dans tous les secteurs impose une compensation appropriée afin de maintenir la qualité de l'onde électrique à un niveau acceptable. Les filtres shunts passifs étaient traditionnellement utilisés pour absorber les harmoniques. Cependant, ces filtres possèdent des inconvénients majeurs incluant la dépendance de leurs caractéristiques de compensation sur l'impédance de la source et leur susceptibilité aux résonances indésirables avec l'impédance de la source causées par un large spectre harmonique engendré par les charges non-linéaires.

Dans ce chapitre nous avons tout d'abord étudié un filtre hybride constitué de filtres passifs associés à un filtre actif. Les filtres passifs pouvant être déjà installés lorsqu'un filtre actif est ajouté pour améliorer la compensation et éliminer les inconvénients du filtre passif seul. La structure hybride est branchée en parallèle avec la charge non-linéaire et a la tâche de la compensation des courants harmoniques engendrés par la charge et la régulation de la tension alternative au point de raccordement. Le gain  $\beta$  de régulation de la tension doit être estimé en temps réel afin que la régulation soit adaptée aux variations des paramètres du système. Une estimation basée sur le calcul de la dérivée du gain est développée. Une autre méthode d'estimation de  $\beta$  basée sur

l'utilisation de l'algorithme des moindres carrés moyens (LMS) est aussi développée. En raison de la vulnérabilité au bruit du calcul d'une dérivée, la méthode LMS est la seule retenue.

Ensuite, d'autres configurations de filtrage sont succinctement examinées afin de faire la lumière sur la diversité de choix offerte aux chercheurs et aux concepteurs. Une configuration hybride alternative est traitée. Un filtre actif série est aussi évoqué sachant que ce filtre est pratiquement inexpérimenté en raison de la difficulté de protéger ces composants et de la perturbation qu'il peut causer à la charge lorsqu'il tombe en dysfonctionnement. Enfin, un filtre hybride associant un filtre passif série à un filtre actif série est exploré en terme de principe de fonctionnement et de caractéristiques de compensation.

Ces topologies hybrides nécessitent d'être étudiées en profondeur. Elles représentent à moyen terme des solutions incontournables aux problèmes des harmoniques. Elles peuvent être des pistes de recherche susceptibles d'amener à des résultats intéressants.

## CONCLUSION

Les convertisseurs en électronique de puissance se comportent comme des charges non-linéaires vis-à-vis du réseau d'alimentation. Ces charges appellent des courants réactifs et harmoniques en plus des courants actifs. D'ailleurs, dans les systèmes triphasés, il existe souvent un déséquilibre de la charge dû aux charges monophasées branchées au même point de raccordement, ce qui occasionne un déséquilibre des tensions à travers la ligne et affecte la performance d'autres charges avoisinantes. Actuellement la solution la plus souvent rencontrée aux problèmes des harmoniques est l'installation de filtres passifs en parallèle avec les charges polluantes. Cependant, la prolifération des charges non-linéaires a permis de déceler des inconvénients majeurs des filtres passifs, d'où le besoin de rechercher des solutions alternatives. Dans cette perspective, les filtres actifs représentent un moyen efficace pour la mitigation des problèmes affectant la qualité de l'onde électrique.

La topologie du filtre actif a un effet important sur les caractéristiques de compensation dépendamment de la configuration sous laquelle la charge polluante se présente. D'une part, les filtres actifs shunts représentent la solution idéale pour la compensation des harmoniques engendrés par des charges type source de courants harmoniques. D'autre part, les filtres actifs séries sont les solutions parfaites aux problèmes des harmoniques engendrés par des charges type source de tensions harmoniques. Par conséquent, les filtres séries sont considérés comme étant les configurations duales des filtres shunts.

D'ailleurs, les filtres hybrides associant des filtres actifs à des filtres passifs sont aussi des solutions efficaces aux problèmes des harmoniques. Elles permettent d'exploiter les avantages des deux types de filtres, passif et actif, tout en éliminant les inconvénients de chacun.



Cette thèse renforce le choix du filtrage actif et hybride comme moyen de mitigation aux problèmes de la qualité d'onde électrique. Le filtre actif shunt est une solution prometteuse. À part l'atténuation des courants harmoniques, ce filtre offre d'autres options de compensation comme le balancement d'une charge déséquilibrée et l'amélioration du facteur de déplacement. Nous avons cherché à proposer des stratégies de commande et à les adapter au modèle exact du filtre. Les commandes non-linéaires et la commande optimale prédictive que nous avons appliquées au filtre assurent une solide stabilité locale du système au détriment d'une légère complexité d'implantation. La thèse a comme contribution d'offrir une nouvelle approche de commande par le mode de glissement. Cette commande assure une stabilité globale et son implantation est facile, en plus d'être robuste. Les simulations effectuées en utilisant le "Power System Blockset" de Matlab ont validé les attentes prévues théoriquement sous des sévères perturbations de la charge et de la source.

Nous avons attribué un intérêt particulier à une autre configuration prometteuse, celle du filtre hybride composé de filtres passifs shunts en série avec un filtre actif. Cette configuration a déjà fait l'objet de publications montrant sa capacité à remédier aux démerites des filtres passifs. Elle améliore les caractéristiques de compensation des harmoniques, amortit les résonances harmoniques et permet la régulation des tensions du réseau au point de raccordement. Par conséquent, nous avons mis en évidence ces propriétés tout en concentrant nos efforts sur l'élaboration d'une boucle de régulation de la tension au point de raccordement. En cette matière, la contribution de la thèse est d'avoir réussi à développer un nouvel algorithme de régulation, basé sur l'algorithme des moindres carrés moyens (LMS) et qui permet d'estimer le gain de la boucle de régulation en temps réel. Une fois de plus, les simulations ont confirmé les résultats obtenus par la théorie concernant la capacité du filtre hybride à la régulation et la stabilité de l'algorithme d'estimation.

## **RECOMMANDATIONS**

À la lumière des travaux que nous avons effectués pour aboutir à cette thèse, nous signalons les avenues suivantes :

1. Le filtre hybride shunt, comportant des filtres passifs shunts en série avec un filtre actif, est une alternative fortement intéressante aux filtres passifs.
2. Le nouvel algorithme de régulation de la tension au point de raccordement que nous avons développé rend le filtre hybride shunt particulièrement attrayant pour les lignes radiales.
3. Le filtre actif shunt est une solution idéale dans certains cas avec une spécificité intéressante consistant en la possibilité du montage de plusieurs unités en parallèle.
4. La nouvelle stratégie de commande par le mode de glissement que nous avons élaborée pour le filtre actif shunt nécessite une attention particulière. En plus d'être robuste, elle assure une stabilité globale et son implantation est d'une remarquable simplicité.
5. Les différentes configurations que nous avons évoquées brièvement au chapitre 5 méritent d'être examinées plus profondément afin d'établir leurs caractéristiques de compensation et leur capacité à effectuer des fonctions multiples.
6. La mise sur pied d'une station d'essai adéquate permettrait aussi de faire suite à cette thèse et d'apporter une deuxième validation des commandes élaborées.

## BIBLIOGRAPHIE

- [1] F.D. Martzloff, T.M. Gruz. (1988). Power quality site survey: Facts, Fiction, and fallacies, *IEEE Trans. on Ind. Applications*, 24(6), 1005-1018.
- [2] T.M. Gruz. (1990). A survey of neutral currents in three-phase computer power systems, *IEEE Trans. on Ind. Applications*, 26(4), 719-725.
- [3] D. Koval, R. A. Bocancea, K. Yao, M. B. Hughes. (1997). Frequency and duration of voltage sags and surges at industrial sites – Canadian National Power Quality survey”, *IEEE IAS*, 2189-2196.
- [4] F.D. Martzloff, H.A. Gaupe. (1986). Surge and high-frequency propagation in industrial power lines, *IEEE Trans. on Ind. Applications*, 22(4), 634-640.
- [5] Wenyuan Xu et al. (1991). A multiphase harmonic load flow solution technique, *IEEE Transactions on Power systems*, 6(1), 174-182.
- [6] Réal-Paul Bouchard et Guy Olivier. (1999). *Électrotechnique*, Presses Internationales Polytechnique.
- [7] Task force on harmonics. (1996). Modeling and simulation of the propagation of harmonics in electric power networks, Part I and II, *IEEE Transactions on Power Delivery*, 11(1), 452-474.
- [8] J. Arrillaga, B.C. Smith, N.R. Watson, A.R. Wood. (1997). *Power System Harmonic Analysis*, John Wiley & Sons, England.
- [9] *IEEE-519*. (1992). IEEE Recommended Practices and requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems.
- [10] *IEC 61000-3-4*. (1998). Limits: Limitations of emissions of harmonic currents in low-voltage power supply systems for equipment with rated current greater than 16A.
- [11] Y. Du, J. Burnett, Z.C. Fu. (1998). Harmonic characteristics, limits and design strategies for compliance in office buildings, *IEEE IAS*, 2313-2320.
- [12] A. R. Prasad, P. D. Ziogas, S. Manias. (1991). An Active Power Factor Correction Technique for Three-Phase Diode Rectifiers, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 6(1), 83-92.

- [13] N. Mohan, M. Rastogy, R. Naik. (1993). Analysis of a new power electronics interface with approximately sinusoidal 3-phase utility currents and a regulated dc output, *IEEE Transactions on Power Delivery*, 540-546.
- [14] W. Kockzara. (1992). Unity Power Factor Three-Phase Rectifier, *International Conference on Power Quality*, Munich, Germany, Oct. 14-15, 79-88.
- [15] Y. Zao, Y. Li, T. A. Lipo. (1993). Force Commutated Three-Level Boost Type Rectifier, *IEEE-IAS Annual Meeting*, Toronto, Oct. 2-8, 771-777.
- [16] J. W. Kolar, F. C. Zach. (1994). A Novel Three-Phase Three-Switch Three-Level PWM Rectifier, *Proc. of the 28<sup>th</sup> Power Conv. Conf.*, June 28-30, 1329-1336.
- [17] L. Gyugyi, E.C. Strycula. (1976). Active AC power filters, in *Proc. IEEE IAS*, 529-535.
- [18] H. Akagi. (2000). Active and Hybrid Filters for Power Conditioning, *IEEE ISIE*, TU26-TU36.
- [19] B. Singh, K. Al-Haddad, A. Chandra. (1999). A review of active filters for power quality improvement, *IEEE Trans. on Ind. Electronics*, 46(5), 960-971.
- [20] M. Takeda, K. Ikeda, Y. Tominaga. (1987). Harmonic Current Compensation with Active Filter, *IEEE PESC*, 808-815.
- [21] F. Z. Peng, H. Akagi, A. Nabae. (1988). A Novel Harmonic Power Filter, *IEEE PESC*, 1151-1159.
- [22] H. Fujita, H. Akagi. (1991). A practical approach to harmonic compensation in power systems-series connection of passive and active filters, *IEEE Trans. on Industry Applications*, 27(6), 1020-1025.
- [23] S. Park, J-H. Sung, K. Nam. (1999). A New Parallel Hybrid Filter Configuration Minimizing Active Filter Size, *IEEE PESC*, 400-405.
- [24] G. H. Jung, G. H. Cho. (1998). New Active Power Filter with Simple Low Cost Structure without Tuned Filters, *IEEE PESC*, 217-222.
- [25] H. Akagi, H. Fujita. (1995). A New Power Line Conditioner for Harmonic Compensation in Power Systems, *IEEE Transactions on Power Delivery*, 10(3), 1570-1575.

- [26] S. Bhattacharya, D. Divan, B. Ben Banerjee. (1993). Control and reduction of terminal voltage total harmonic distortion (THD) in a hybrid series active and parallel passive filter system, *IEEE PESC*, 779-786.
- [27] C. E. Lin et al. (1995). Operation Strategy of hybrid harmonic filter in demand-side system, *IEEE PESC*, 1862-1866.
- [28] A. Zyl, J. Enslin, W. H. Steyn, R. Spée. (1995). A new unified approach to power quality management, *IEEE PESC*, 183-188.
- [29] A.M. Al-Zamel, D.A. Torrey. (1999). A three-phase hybrid series passive/shunt active filter system, *IEEE APEC*, 875-881.
- [30] L. Gyugyi. (1992). Unified power-flow control concept for flexible AC transmission systems, *IEEE Proceedings-C*, 139(4), 323-331.
- [31] J. Enslin, J. Zhao, R. Spée. (1994). Operation of the unified power controller as harmonic isolator, *IEEE PESC*, 169-176.
- [32] H.K. Messerle. (1965). *Dynamic Circuit Theory*, Pergamon Press, Oxford.
- [33] P. C. Krause, J. R. Hake. (1969). Method of Multiple Reference Frames Applied to the Analysis of a Rectifier-Inverter Induction Motor Drive, *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, PAS-88(11), 1635-1641.
- [34] R. D. Middlebrook and S. Cuk. (1976). A general unified approach to modeling switching converter stages, *IEEE PESC*, 18-34.
- [35] C.T. Rim et al. (1988). The Graphical D-Q Transformation of General Power Switching Converters, *IEEE IAS*, 940-945.
- [36] V. Blasko, V. Kaura. (1997). A New Mathematical Model and Control of a Three-Phase AC-DC Voltage Source Converter, *IEEE Trans. on Power Electronics*, 12(1), 116-123.
- [37] S.B. Han, G.H. Cho, B.M. Jung, S.H. Choi. (1998). Vector-transformed circuit theory and application to converter modelling/analysis, *IEEE PESC*, 538-544.
- [38] H. Akagi, Y. Kanazawa, A. Nabae. (1984). Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components, *IEEE TIA*, IA-20(3), 825-830.

- [39] Y. Komatsu and T. Kawabata. (1997). Experimental Comparison of pq and Extension pq methods for Active Power Filter, *EPE Conference*, 2.729-2.734.
- [40] V. Soares, P. Verdelho, G.D. Marques. (1996). A control method for active power filters under unbalanced non-sinusoidal conditions, *Power Electronics and Variable Speed Drives PEVD'96*, 120-124.
- [41] C.L. Chen, C.E. Lin and C.L. Huang. (1993). Reactive and harmonic Current Compensation for Unbalanced Three-Phase Systems Using the Synchronous Detection Method, *Journal of Electrical Power Systems Research*, 26, 163-170.
- [42] F.Z. Peng, G.W. Ott, D.J. Adams. (1997). Harmonic and reactive power compensation based on the generalized instantaneous reactive power theory for 3-phase-4-wire systems, *IEEE PESC*, 1089-1095.
- [43] Y. Sato, T. Kawase, M. Akiyama, T. Kataoka. (1999). A control strategy for general-purpose active filters based on voltage detection, *IEEE IAS*, 471-478.
- [44] H. Akagi, S. Ogasawara, H. Kim. (1999). The theory of instantaneous power in three-phase four-wire systems: A comprehensive approach, *IEEE IAS*, 431-439.
- [45] J. Holtz. (1992). Pulsewidth Modulation-A Survey, *IEEE TIE*, 39(5).
- [46] J. Dixon, S. Tepper, L. Morán. (1996). Practical Evaluation of Different Modulation Techniques for Current-Controlled Voltage Source Inverters, *IEE Proc.-Electr. Power Applications*, 143(4), 301-306.
- [47] D. Wuest, F. Jenni. (1993). Space Vector based current control schemes for voltage source inverters, *IEEE PESC*, 986-992.
- [48] M. Kazmierkowski, W. Sulkowski. (1991). A Novel Vector Control Scheme for Transistor PWM Inverter-Fed Induction Motor Drive, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, 38(1), 41-47.
- [49] H Akagi, A. Nabae, S. Atoh. (1986). Control strategy of active power filters using multiple voltage-source PWM converters, *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-22(3), 460-465.
- [50] C.A. Quinn, N. Mohan. (1992). Active filtering of harmonic currents in three-phase, four-wire systems with three-phase and single-phase non-linear loads, *IEEE APEC*, 829-836.

- [51] S. Bhattacharya, A. Veltman, D.M. Divan, R.D. Lorenz. (1995). Flux based active filter controller, *IEEE IAS*, 2483-2491.
- [52] S. Saetio, R. Devaraj, D. A. Torrey. (1995). The Design and Implementation of a Three-Phase Active Power Filter Based on Sliding Mode Control, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 31(5), 993-1000.
- [53] Z. Wang, Q. Wang, W. Yao, J. Liu. (2001). A Series Active Power Filter Adopting Hybrid Control Approach, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 16(3), 301-310.
- [54] Z. Yao, V. Donescu, V. Rajagopalan. (1998). *Controller design for active power filters based on impedance shaping*, IEEE PESC, 1402-1407.
- [55] G. D. Marques, P. Verdelho. (1998). *Control of active power filter based on input-output linearization*, IEEE IECON, 456-461.
- [56] S. Guffon, A.S. Toledo, S. Bacha, G. Bornard. (1998). Indirect sliding mode control of a three-phase active power filter, *IEEE PESC*, 1408-1414.
- [57] S.-G. Jeong, M.-H. Woo. (1997). DSP-Based Active Power Filter with Predictive Current Control, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, 44(3), 329-336.
- [58] S-J Huang, J-C Wu. (1999). A control algorithm for three-phase three-wired active power filters under nonideal mains voltages, *IEEE Trans. on Power Electronics*, 14(4), 753-760.
- [59] J.R. Espinoza, G. Joos, L. Moran. (1999). Decoupled control of the active and reactive power in three-phase PWM rectifiers based on non-linear control strategies, *IEEE PESC*, 131-136.
- [60] J. Lamoree, et al. (1994). Description of a micro-SMES System for Protection of Critical Customer Facilities, *IEEE Transactions on Power Delivery*, 9(2), 984-991.
- [61] B. G. Johnson, et al. (1990). Design of a Torpedo Inertial Power Storage Unit (TIPSU), *Intersociety Energy Conversion Engineering Conference*, Reno, NV, 4, 199-204.
- [62] S. Haykin. (1999). *Neural Networks : A Comprehensive Foundation*. New Jersey, USA. Prentice-Hall.

- [63] Jean-Jacques Slotine, W. Li. (1991). *Applied nonlinear control*, Prentice Hall.
- [64] V.I. Utkin. (1992). *Sliding Modes in Control Optimization*. Springer-Verlag Berlin, Heidelberg.
- [65] R. A. DeCarlo, S. H. Zak, G. P. Matthews. (1988). Variable Structure Control of Nonlinear Multivariable Systems: A Tutorial, *IEEE Proceedings*, 76(3), 212-232.
- [66] Chen, D. J. Balance and P. J. Gawthrop. (1999). Analytic approach to generalised predictive control of nonlinear systems. IEE Two-Day Workshop on Model Predictive Control: Techniques and Applications, Day1, Ref. No.1999/095, 9/1 - 9/3.
- [67] N. Mendalek. (1997). *Compensation active dans un réseau triphasé*, Mémoire de maîtrise, École de technologie supérieure.
- [68] K. Al-Haddad, N. Mendalek, S. Casoria, L.-A. Dessaint. (1999). Identification and Validation of Power Quality Conditioners Using the Power System Blockset, *ELECTRIMACS'99*, 3, 195-201.
- [69] N. Mendalek, K. Al-Haddad, L.A. Dessaint, V. Rajagopalan. (1999). Modélisation et Simulation d'une Source d'Alimentation en Utilisant le 'Power System Blockset' de Matlab, *3<sup>rd</sup> International Conference of Industrial Automation (ICIA)*, Montréal, Canada, 17.1 – 17.4.
- [70] N. Mendalek, K. Al-Haddad. (2000). Modeling and Nonlinear Control of Shunt Active Power Filter in the Synchronous Reference Frame, *IEEE ICHQP*, 30-35.
- [71] N. Mendalek; F. Fnaiech, K. Al-Haddad; L.-A. Dessaint. (2001). Input-state feedback control of a shunt active power filter, *CCECE*, Toronto, 771 –773.
- [72] N. Mendalek, K. Al-Haddad, F. Fnaiech and L.A. Dessaint. (2001). Nonlinear Control strategy Applied to a Shunt Active Power Filter, *IEEE PESC*, 1877-1882.
- [73] Mendalek, N.; Al-Haddad, K.; Fnaiech, F.; Dessaint, L.A. (2001). Sliding mode control of 3-phase 3-wire shunt active filter in the dq frame, *CCECE*, Toronto, 765 –769.
- [74] N. Mendalek, K. Al-Haddad, F. Fnaiech and L.-A. Dessaint. (2002). Sliding Mode Control of 3-Phase Shunt Active Filter in the d-q Frame, *IEEE PESC*.



- [75] N. Mendalek, K. Al-Haddad, L.-A. Dessaint, S. Casoria. (2002). A Hybrid Power Filter with Improved Control Algorithm Based on LMS Estimation. *ELECTRIMACS'02*, Montreal.
- [76] N. Mendalek, F. Fnaiech, K. Al-Haddad, and L.-A. Dessaint. (2002). A Non-Linear Optimal Predictive Control of a Shunt Active Power Filter, *IEEE Industry Applications Society (IAS)*, Pittsburg, PA, USA.
- [77] N. Mendalek, K. Al-Haddad. (2003). Modelling and Non-linear Control of Shunt Active Power Filter, *International Journal of Power and Energy Systems (ACTA press)*, 23(1).